

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À  
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE  
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR  
KEVIN DIONNE

CONCEPTION D'UN SYSTÈME RFID POUR LE MONITORING DE LA TENSION  
DES CELLULES D'UNE PILE À COMBUSTIBLE

SEPTEMBRE 2015

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

## Résumé

L'objectif du projet de recherche consistait à développer un capteur de tension sans fil afin de mesurer la tension de chaque cellule d'une pile à combustible individuellement. Dans un premier temps, il était désirable de développer un tel système afin de monitorer les inversions de tension dans les cellules (mesure individuelle) et, en second lieu, éviter la destruction d'équipements de mesure coûteux (mesure sans fil). Les étiquettes RFID fonctionnant à l'aide du couplage inductif ont été utilisées comme base pour créer le capteur proprement dit. L'objectif secondaire du projet était d'attribuer une adresse unique à chaque circuit de façon à pouvoir effectuer une lecture globale. Chaque étiquette conçue présentait donc deux résonateurs; un premier mettant en relation la fréquence de résonance d'un circuit LC et la tension mesurée à l'aide d'un élément variable (un varactor dans le cas présent) et un second attribuant l'adresse. Les différentes étapes de conception, soit le développement théorique, la simulation ainsi que la fabrication et la validation des résultats sont présentées dans ce mémoire. Nous y présentons également une ouverture sur les travaux futurs afin de compléter l'ensemble du système ainsi que des projets potentiels pouvant découler de celui décrit dans cet ouvrage.

## Remerciements

Je tiens d'abord à remercier mon directeur et codirecteur, Loïc Boulon et Frédéric Domingue, pour leur appui tant financier que technique. Sans cela, il m'aurait été impossible de mener à bien mon projet de maîtrise. Je les remercie aussi pour avoir cru en mes moyens pour mener à bien ce projet.

Je tiens également à remercier l'ensemble des collègues du LMST, grâce à qui l'expérience s'est avérée fort agréable, mais plus particulièrement Hatem El-Matbouly, non seulement pour son agréable compagnie, mais aussi pour avoir bien voulu partager son expérience de recherche avec moi.

## Table des matières

Résumé.....	ii
Remerciements.....	iii
Table des matières.....	iv
Liste des tableaux.....	ix
Liste des figures .....	x
Liste des symboles .....	xii
Chapitre 1 - Introduction.....	1
1.1 Présentation du projet.....	1
1.2 Cahier des charges.....	1
1.3 Méthodologie.....	2
1.4 Organisation du mémoire .....	3
Chapitre 2 - Revue de la littérature .....	4
2.1 Introduction .....	4
2.2 Concepts de champ rapproché et de champ éloigné.....	4
2.3 Types d'étiquettes RFID.....	6
2.3.1 Étiquettes actives .....	6
2.3.2 Étiquettes passives .....	7
2.4 Étiquettes RFID à 1 bit.....	7

2.4.1	Étiquettes radiofréquences .....	8
2.4.2	Étiquettes micro-ondes.....	8
2.4.3	Étiquettes à division de fréquence .....	8
2.4.4	Étiquettes électromagnétiques .....	9
2.4.5	Étiquettes acoustomagnétiques .....	9
2.5	Principes d'opération des technologies RFID bidirectionnelles et à alternat .....	10
2.5.1	Couplage inductif.....	10
2.5.2	Diffusion des ondes (backscattering).....	14
2.5.3	Couplage de proximité.....	14
2.5.4	Couplage électrique .....	14
2.6	Principes d'opération des technologies RFID séquentielles .....	15
2.6.1	Couplage inductif.....	15
2.6.2	Ondes acoustiques de surface .....	15
2.7	Choix de la technologie RFID pour l'implémentation du capteur de tension.....	16
2.7.1	Étiquettes à 1 bit.....	16
2.7.2	Couplage inductif (bidirectionnel).....	17
2.7.3	Diffusion des ondes (backscattering).....	18
2.7.4	Couplage de proximité.....	19

2.7.5	Couplage électrique .....	19
2.7.6	Couplage inductif (séquentiel) .....	20
2.7.7	Ondes acoustiques de surface .....	21
2.7.8	Choix de la technologie servant à l'implantation .....	22
2.8	Capteurs existants faisant appel au couplage inductif et méthodes d'identification des étiquettes.....	23
2.8.1	Capteur de pH (Bhadra, Bridges, Thomson et Freund) .....	23
2.8.2	Capteur de pH (Horton, Schweitzer, DeRouin et Ong) .....	25
2.8.3	Capteur d'humidité (Harpster, Stark et Najafi).....	26
2.8.4	Capteur de température sans fil (Silva, Vasconcelos) .....	27
2.8.5	Capteur de déplacement (Duric, Nad, Biberdzic, Damjanovic, Zivanov).....	29
2.8.6	Capteur de pression (Surman, Potyrailo, Morris, Wortley, Vincent, Diana, Pizzi, Carter, Gash) .....	30
2.8.7	Adressage d'étiquettes à 30 GHz (Preradovic, Karmakar) .....	31
2.8.8	Synthèse et orientation des travaux.....	32
2.9	Conclusion.....	32
Chapitre 3 - Conception de la première version des capteurs de tension.....		34
3.1	Introduction .....	34
3.2	Première version du capteur (sans adresse).....	34

3.2.1	Conception de l'antenne du lecteur.....	35
3.2.2	Conception de l'étiquette (première version) .....	40
3.2.3	Résultats (antenne du lecteur).....	50
3.2.4	Résultats (version 1 de l'étiquette) .....	52
Chapitre 4 - Conception de la deuxième version des capteurs de tension .....		56
4.1.1	Conception de l'antenne .....	56
4.1.2	Conception de l'étiquette .....	58
4.1.3	Résultats (version 2 des étiquettes).....	62
4.2	Conclusion.....	66
Chapitre 5 - Travaux futurs et conclusion.....		68
5.1	Solution au problème de lecture simultanée.....	68
5.1.1	Introduction.....	68
5.1.2	Concept d'adresse révisé.....	68
5.2	Structure possible pour un lecteur .....	69
5.2.1	Introduction.....	69
5.2.2	Structure générale du lecteur .....	69
5.2.3	Détermination de la fréquence de résonance .....	71
5.3	Projets possibles .....	72
5.3.1	Capteur de pression/force .....	72



5.3.2	Capteur de flexion.....	72
5.3.3	Exploration de différentes techniques de fabrication.....	72
5.4	Conclusion.....	73
	Bibliographie.....	75
	Annexe A – A General Purpose Inductively Coupled Voltage Sensor.....	77
	Annexe B – A Chipless HF RFID Tag with Signature as a Voltage Sensor .....	83

## Liste des tableaux

Tableau 2-1	Comparaison pour le choix de la technologie d'implémentation .....	23
-------------	--	----

## Liste des figures

Figure 1 Zones du champ électromagnétique [1].....	5
Figure 2 Structure générale des étiquettes actives [1].....	6
Figure 3 Structure générale des étiquettes passives [1] .....	7
Figure 4 Lecteur d'un système RFID par couplage inductif à 135 kHz [1].....	11
Figure 5 Structure générale des étiquettes RFID à couplage inductif [1] .....	12
Figure 6 Arrangement idéal entre deux bobines pour un transfert optimal de puissance [2] .....	13
Figure 7 Circuit de modulation de charge pour un système à couplage inductif [1] .....	13
Figure 8 Circuit du capteur de pH proposé [3] .....	24
Figure 9 Résultats obtenus pour leur capteur de pH [3].....	25
Figure 10 Circuit du capteur produit par [4] avec l'antenne et l'électrode imprimée [4] .....	26
Figure 11 Vue en coupe du capteur d'humidité [5] .....	27
Figure 12 Fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur de polyimide [5] .....	27
Figure 13 Structure du système de lecture de température présenté [6] .....	28
Figure 14 Structure des inductances composant le capteur de déplacement [7].....	30
Figure 15 Superposition des couches du capteur de pression [8] .....	31
Figure 16 Lecture en amplitude et en phase pour une étiquette à multiples résonateurs [9] .....	32
Figure 17 Définition du rayon extérieur ( $d_{out}$ ) et intérieur ( $d_{in}$ ) pour différentes bobines [11] .....	37
Figure 18 Modèle complet d'une inductance [12] .....	38
Figure 19 Antenne du lecteur simulée dans Momentum .....	39
Figure 20 Impédance de l'antenne du lecteur de 1MHz à 25 MHz (Abaque de Smith).....	40

Figure 21 Antenne de l'étiquette version un simulée dans Momentum .....	41
Figure 22 Résultats de simulation de l'antenne de l'étiquette version un.....	42
Figure 23 Valeurs de capacité en fonction de la tension du varactor utilisé dans le design [13] .....	44
Figure 24 Prédiction théorique de la fréquence de résonance en fonction de la tension [14].....	46
Figure 25 Modèle électrique complet du varactor utilisé pour l'étiquette version un [13] .....	48
Figure 26 Modèle de simulation PSPICE utilisé.....	49
Figure 27 Résultats de simulation obtenus avec le modèle PSPICE versus résultats théoriques .....	49
Figure 28 Schéma électrique de la première version de l'étiquette [14].....	51
Figure 29 Antenne de lecteur fabriquée [14] .....	51
Figure 30 Comparaison entre les résultats de simulation et les mesures pour l'antenne du lecteur [14].....	52
Figure 31 Circuit fabriqué pour la version 1 de l'étiquette [14] .....	53
Figure 32 Comparaison entre les valeurs théoriques, simulées et expérimentales [14] .....	54
Figure 33 Antenne simulée pour la deuxième version de l'étiquette.....	57
Figure 34 Résultats de simulation pour l'antenne de l'étiquette, deuxième version .....	58
Figure 35 Modèle de simulation pour la deuxième version de l'étiquette .....	60
Figure 36 Résultat de simulation pour la deuxième version de l'étiquette .....	60
Figure 37 Schéma électrique de la deuxième version de l'étiquette [15] .....	61
Figure 38 Un des circuits fabriqués de la version 2 des étiquettes [15].....	63
Figure 39 Comparaison entre les résultats théoriques, simulés et expérimentaux pour la version 2 des étiquettes [15].....	64
Figure 40 Structure générale du lecteur .....	70

## Liste des symboles

ASK : Modulation par déplacement d'amplitude

$\vec{B}$  : Vecteur représentant le champ magnétique

C : Capacité équivalente

DC : Courant direct

$\vec{E}$  : Vecteur représentant le champ électrique

$E_0$  : Amplitude du champ électrique

EMF : Force électromotrice

$f_0$  : Fréquence de résonance

F : Farad

FET : Transistor à effet de champ

FSK : Modulation par déplacement de fréquence

GHz : Gigahertz

$H_0$  : Amplitude du champ magnétique

H : Henry

HF : Hautes fréquences

I<sup>2</sup>C : Inter Integrated Circuits

ISM : Industriel, Scientifique et Médical

ISO : Organisation internationale de standardisation

kHz : Kilohertz

LC : Circuit composé d'éléments inductifs et capacitifs

MHz : Mégahertz

N : Nombre de tours pour une inductance planaire

pH : Mesure de la quantité d'ions d'hydrogène dans une solution aqueuse

RF : Radiofréquence

RFID : Identification par radiofréquences

SAW : Onde acoustique de surface

SER : Surface Équivalente Radar

SNR : Rapport signal sur bruit

UHF : Ultra hautes fréquences

V : Tension

VCO : Oscillateur contrôlé par une tension

W : Longueur d'un côté pour une inductance planaire

Z : Impédance

$\lambda$  : Longueur d'onde

$\mu_0$  : Perméabilité du vide

$\mu_r$  : Perméabilité relative

# **Chapitre 1 - Introduction**

## **1.1 Présentation du projet**

L'utilisation de piles à combustible dans le domaine des transports étant en constante croissance, des moyens de s'assurer de leur bon fonctionnement devront être développés. Au Canada, Ballard Power Systems, une entreprise de Vancouver, fabrique des piles à combustible utilisées un peu partout à travers le monde et, de ce fait, se voit confronter au besoin de monitorer ces piles, notamment en raison du phénomène d'inversion de tension de cellule. L'objectif du projet présenté dans ce document était donc de concevoir un système de mesure permettant de monitorer la tension de chacune des cellules d'une pile à combustible de façon individuelle. Bien que, généralement, ce soit la tension d'un ensemble de cellules qui importe, une inversion de potentiel dans une cellule peut avoir des conséquences fâcheuses, d'où la nécessité de connaître le potentiel de chacune des cellules. Par ailleurs, les équipements de mesure étant parfois endommagés par les piles à combustibles, développer une solution où il serait peu coûteux de remplacer des éléments de mesure serait également intéressant.

## **1.2 Cahier des charges**

Étant donné l'environnement dans lequel les capteurs seront appelés à évoluer, les contraintes suivantes devront être respectées autant que possible :

- Aucune alimentation externe ne sera disponible, donc les circuits devront être passifs.
- Les étiquettes (capteurs) devront être sans fil pour éviter les coûts de remplacement d'équipement élevés.
- Les capteurs seront placés en milieu hostile à la transmission d'ondes électromagnétiques; ils devront donc être conçus en conséquence.
- En raison de l'espace limité, leur taille devra être aussi petite que possible.
- L'espace restreint implique également que les étiquettes devront présenter une bonne isolation électrique puisqu'elles seront près les unes des autres.
- Le nombre élevé de cellules dans une pile à combustible fait en sorte que les capteurs devront pouvoir être mis en réseau, c'est-à-dire que chacun devra posséder une « signature » unique.

### **1.3 Méthodologie**

Pour parvenir à atteindre ces objectifs, la méthodologie de conception débutera par une étude de la littérature afin, d'une part, de faire une revue des différentes technologies disponibles en matière d'étiquettes RFID utilisées en tant que capteurs et, ensuite, d'explorer plus en détail l'état de l'art en ce qui a trait aux capteurs basés sur le type de technologie sur lequel notre choix se sera arrêté.

Par la suite, nous développerons un modèle théorique permettant de prédire le comportement des étiquettes pour ensuite permettre la création d'un modèle de simulation permettant possiblement de se rapprocher un peu plus de la réalité.



Finalement, la validation expérimentale se fera en créant un circuit physique avec lequel il sera possible de prendre des mesures pour ainsi valider les modèles développés précédemment.

#### **1.4 Organisation du mémoire**

Le présent mémoire sera divisé en cinq chapitres. Tout d'abord, le chapitre 2 présente un survol des différentes technologies d'étiquettes RFID disponibles et, à partir de ces informations, un choix sera fait pour l'implémentation. Ensuite, nous y présentons une revue des différents capteurs basés sur la même technologie que celle qui sera utilisée dans les travaux présentés dans ce document.

Le chapitre 3, quant à lui, élabore tout d'abord le développement théorique de la première génération des étiquettes pour ensuite introduire le modèle de simulation développé. Nous enchaînerons en présentant les résultats expérimentaux obtenus suite à la fabrication des circuits et les comparerons aux prédictions théoriques et simulées. La même méthode est suivie lors de la présentation de la seconde version des capteurs.

Au chapitre 4, nous introduisons quelques travaux préliminaires permettant d'étayer plusieurs projets potentiels et subséquents à ce mémoire de maîtrise (système de monitoring notamment).

Finalement, le chapitre 5 se veut un bref retour sur les principaux résultats permettant de tirer une conclusion globale au projet.

## Chapitre 2 - Revue de la littérature

### 2.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de présenter les différents concepts nécessaires à la compréhension des travaux présentés au chapitre suivant, de faire un choix quant à la technologie d'implémentation des capteurs de tension, de faire une revue de la littérature traitant de capteurs basés sur la technologie qui sera choisie afin de déterminer l'orientation des travaux.

### 2.2 Concepts de champ rapproché et de champ éloigné

À la base des systèmes sans-fil se trouve le concept de champ rapproché et de champ éloigné. Le champ rapproché est une zone située près du point d'émission (antenne) et s'étendant jusqu'à une distance qui est fonction de la longueur d'onde émise. Cette distance est donnée par :

$$r \leq \frac{\lambda}{2\pi} \quad (2.1)$$

où  $\lambda$  est la longueur d'onde, en m, et  $r$  est la distance, en m, par rapport au point d'émission. La Figure 1 montre les différentes zones du champ électromagnétique. Par exemple, à 13,56 MHz, cette distance est de 3,5m.

Dans cette zone, la relation entre le champ électrique ( $\vec{E}$ ) et le champ magnétique ( $\vec{B}$ ) n'est pas clairement définie et l'un ou l'autre de ces champs peut dominer. Par exemple, une

boucle conductrice (qui peut être une inductance planaire), stocke de l'énergie dans un champ magnétique de par sa nature et, de ce fait, ce type de champ sera dominant dans le champ rapproché.

À mesure qu'on s'éloigne de l'antenne, un champ électrique fait son apparition en étant induit par le champ magnétique. Au-delà de cette distance, on entre dans la zone appelée champ éloigné, également appelée zone radiative. C'est dans cette région que la majorité des systèmes sans-fil opèrent. Elle est caractérisée par des ondes sphériques localement planes et la relation entre le champ électrique et le champ magnétique est bien définie. Cette relation est :

$$Z = \frac{E_0}{H_0} \quad (2.2)$$

où  $Z$  est l'impédance caractéristique du milieu,  $E_0$  et  $H_0$  sont, respectivement, les représentations phaseurs des champs électriques et magnétiques dans la région éloignée.

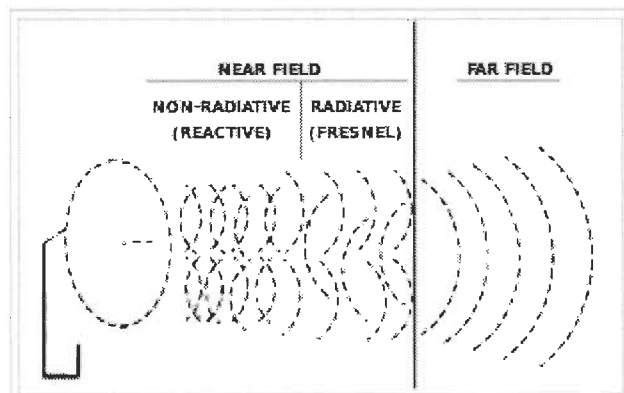


Figure 1 Zones du champ électromagnétique [1]

## 2.3 Types d'étiquettes RFID

### 2.3.1 Étiquettes actives

Les étiquettes RFID peuvent se diviser en deux grandes catégories : actives et passives. La première catégorie se distingue par le fait que son opération dépend d'une source d'énergie telle qu'une batterie, par exemple. Ce type d'étiquettes RFID est généralement plus complexe en termes de composants présents comme un microprocesseur ou encore de la mémoire pour stocker des données. Les étiquettes actives peuvent opérer en transmission continue ou encore uniquement lorsqu'interrogées. La Figure 2 montre le schéma bloc de la structure des étiquettes actives. Comparativement aux étiquettes passives, leur prix est plus élevé (les prix peuvent aller jusqu'à 25\$ par étiquette) et, par conséquent, elles ne sont généralement pas employées dans des applications nécessitant de bas coûts [16].

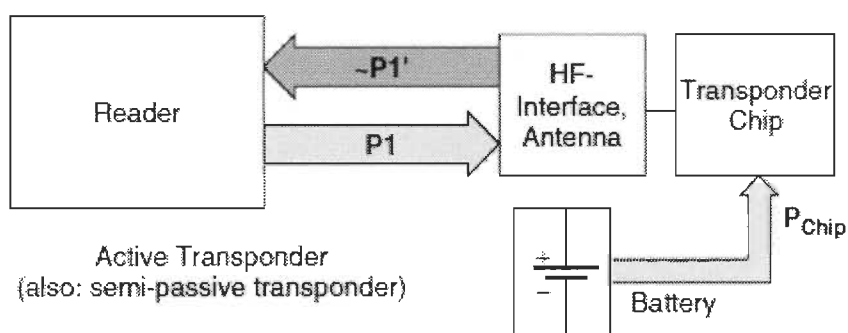


Figure 2 Structure générale des étiquettes actives [1]

### 2.3.2 Étiquettes passives

À l'opposé des étiquettes actives, celles-ci ne comportent pas de source d'énergie embarquée; elles ne fonctionnent donc que lorsqu'un lecteur procède à l'interrogation. De plus, les circuits composants ces étiquettes sont généralement beaucoup plus simples que ceux des étiquettes actives. La Figure 3 montre la structure générale des étiquettes passives. En comparaison avec les étiquettes actives, les étiquettes passives ont un prix largement plus faible et ceux-ci ont fortement diminué au cours des dix dernières années; les prix variaient de 0,50\$ à 1\$ en 2006 pour descendre aux alentours de 0,07\$ à 0,15\$ en 2014 [16].

### 2.4 Étiquettes RFID à 1 bit

Cette section présente un premier type d'étiquette RFID, soit les étiquettes à 1 bit. L'idée n'est pas de présenter en détail chaque sous type d'étiquette, mais plutôt de survoler brièvement cette catégorie d'étiquettes.

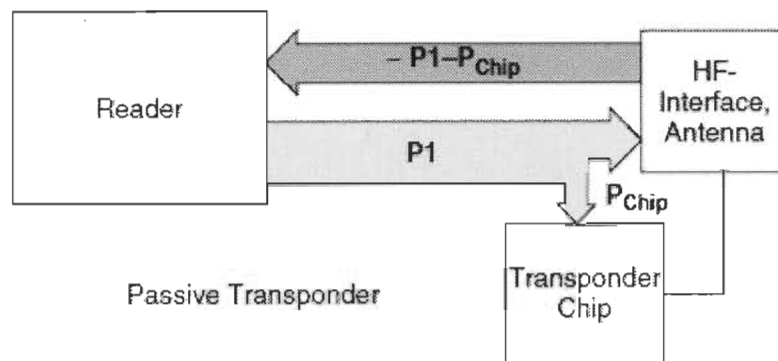


Figure 3 Structure générale des étiquettes passives [1]

Le bit étant la plus petite quantité d'information pouvant être transmise, ce type d'étiquette est généralement utilisé pour transmettre l'absence ou la présence de celle-ci. L'application la plus courante de ce type d'étiquette est la surveillance électronique dans les magasins. Chaque étiquette est greffée à un article particulier et celui-ci est désactivé ou retiré lors de l'achat de l'item afin de ne pas être perçu par le lecteur, qui est normalement situé à la sortie du magasin.

#### *2.4.1 Étiquettes radiofréquences*

Les étiquettes à 1 bit se divisent principalement en cinq grandes catégories : étiquettes radiofréquences, micro-ondes, par division de fréquence, électromagnétiques et acoustomagnétiques. Le premier type, soit radiofréquences, fonctionne selon le principe d'un circuit LC résonant. Lorsque l'étiquette (circuit LC) est approchée d'un lecteur émettant à la même fréquence que la fréquence de résonance du circuit LC, l'oscillation produite par ce dernier se traduit par une chute de tension aux bornes du lecteur, permettant ainsi de détecter la présence de l'étiquette.

#### *2.4.2 Étiquettes micro-ondes*

Le second type d'étiquettes à 1 bit est le type micro-ondes. Le principe de fonctionnement se base sur la génération d'harmoniques à l'aide de diodes capacitives (varactors) branchées directement sur une antenne dipôle. Les harmoniques ainsi générées sont ensuite lues par un lecteur ajusté pour lire la fréquence de ces harmoniques.

#### *2.4.3 Étiquettes à division de fréquence*

Le troisième type d'étiquette couramment utilisée exploite le principe de division de fréquence. L'étiquette est composée d'abord d'une antenne bobinée et d'un condensateur

choisi de façon à former un circuit résonant à la fréquence d'opération du système (généralement située entre 100-135 kHz) ainsi que d'un circuit intégré qui effectue la division de fréquence. Le signal à la fréquence ainsi divisée est retourné au lecteur et, pour éviter les faux positifs, est modulé (ASK ou FSK dans la majorité des cas).

#### 2.4.4 *Étiquettes électromagnétiques*

Les étiquettes électromagnétiques sont un autre type couramment utilisé dans les systèmes RFID à 1 bit. Elles fonctionnent à des fréquences plus basses que la plupart des autres systèmes, soit entre 10 Hz et 20 kHz. Ces étiquettes sont composées d'un métal magnétique doux et leur opération est basée sur la nature non linéaire de la courbe d'hystérésis. En effet, lorsque le signal d'interrogation (composé de plusieurs fréquences) est émis, des harmoniques de ces fréquences sont générées ainsi que des signaux additionnels, soit les sommes et les différences des fréquences contenues dans le signal d'interrogation. L'une des sommes ou différences est utilisée afin de déterminer une interrogation positive ou négative.

#### 2.4.5 *Étiquettes acoustomagnétiques*

Les étiquettes acoustomagnétiques sont le dernier type couramment utilisées dans les systèmes RFID à 1 bit. Le principe de fonctionnement de ces étiquettes est basé à la fois sur la magnétostriction et sur le concept de vibration mécanique; lorsqu'un lecteur interroge une étiquette, le métal ferromagnétique contenu dans cette dernière, soumis à un fort champ magnétique, subit une magnétostriction et oscille. Comme la magnétostriction est un phénomène réversible, la vibration du métal ferromagnétique mène à l'émission d'un champ magnétique et c'est celui-ci qui est détecté par le lecteur.

## 2.5 Principes d'opération des technologies RFID bidirectionnelles et à alternat

Dans cette section, on fait la revue des technologies RFID exploitant une communication bidirectionnelle ou à alternat. Plus précisément, on se penche sur les étiquettes fonctionnant à partir du couplage inductif, de la diffusion des ondes (backscattering), du couplage rapproché et du couplage électrique. En raison de son importance dans les travaux présentés plus loin, le couplage inductif fait l'objet d'une présentation plus détaillée.

### 2.5.1 *Couplage inductif*

Typiquement, une étiquette de ce type comprend un circuit intégré ainsi qu'une bobine conductrice ayant une grande surface servant d'antenne. La Figure 4 montre un lecteur pour un système RFID fonctionnant à 135 kHz où l'on peut voir la taille considérable de l'antenne. Le circuit intégré a pour fonction de stocker de l'information. Les étiquettes à couplage inductif fonctionnent presque toujours de façon passive; c'est donc le lecteur qui fournit l'énergie nécessaire à l'opération. Pour ce faire, le lecteur génère un fort champ magnétique alternatif qui pénètre la surface de la bobine et, en raison des fréquences généralement utilisées par ces systèmes (135 kHz et 13,56 MHz sont les fréquences les plus courantes), on peut traiter le champ électromagnétique du lecteur comme étant simplement un champ magnétique (le couplage inductif fonctionne donc dans la zone du champ rapproché).

Lors de l'interrogation, le champ magnétique du lecteur produit une tension aux bornes de la bobine de l'étiquette. Cette tension alternative est ensuite redressée et est utilisée afin d'alimenter le circuit intégré.



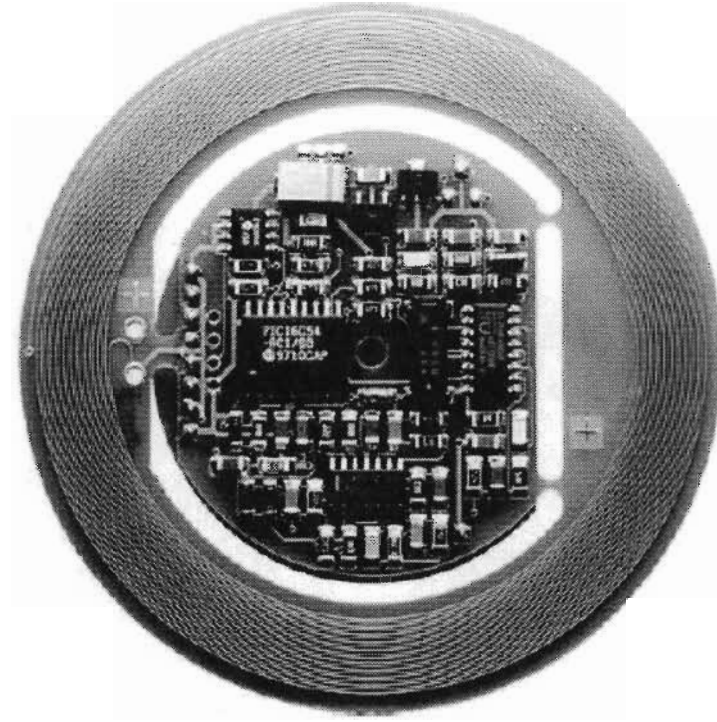


Figure 4 Lecteur d'un système RFID par coulage inductif à 135 kHz [1]

Le circuit de ces étiquettes comprend également une capacité connectée en parallèle avec l'antenne et ce afin de créer un circuit résonant à la fréquence d'opération du système.

La résonance a pour effet de maximiser la tension générée aux bornes de la bobine lors de l'interrogation. La Figure 5 montre la structure générale de ce type d'étiquette.

Plus simplement, on peut voir ce type de circuit comme un transformateur à noyau d'air. En effet, un transformateur est généralement composé de deux enroulements sur un matériau magnétique afin de conduire efficacement le flux magnétique. Dans ce cas-ci, les enroulements sont réalisés dans l'air, d'où le fait de voir le circuit comme un simple cas particulier du transformateur.

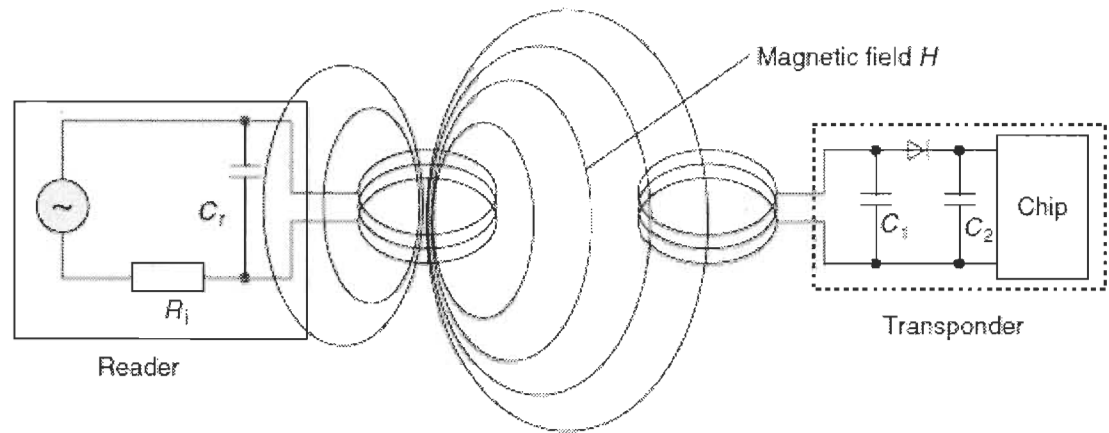


Figure 5 Structure générale des étiquettes RFID à couplage inductif [1]

Pour ces systèmes, l'efficacité du transfert de puissance entre le lecteur et l'étiquette est d'autant plus grande que la fréquence est élevée. Le nombre d'enroulements des bobines ainsi que son aire viennent également jouer un rôle dans l'efficacité, tout comme l'orientation relative du lecteur et de l'étiquette (plus le champ magnétique traverse la bobine perpendiculairement, plus le transfert est efficace; la Figure 6 montre l'alignement le plus efficace).

Tout comme pour les technologies à 1 bit, l'information des systèmes à couplage inductif est généralement modulée. La modulation couramment utilisée est la modulation de charge. Le principe est « d'activer » et de « désactiver » une résistance de charge afin de changer la valeur de la tension au lecteur. La Figure 7 montre un circuit de modulation de charge (l'exemple utilise le principe de sous harmonique, mais en utilisant le signal original, on obtient une simple modulation de charge).

Le fonctionnement du circuit est le suivant : une partie du signal reçu sert à générer le signal d'horloge du circuit intégré et l'autre partie est redressée pour alimenter ce même circuit intégré. Dans le circuit de la Figure 7, une sous harmonique du signal du lecteur est utilisée,

mais dans le cas d'une modulation simple, on enlève le circuit intégré et l'entrée DATA contrôle directement l'interrupteur T1 (un FET la plupart du temps). La variation de la charge cause ainsi une variation de tension au lecteur.

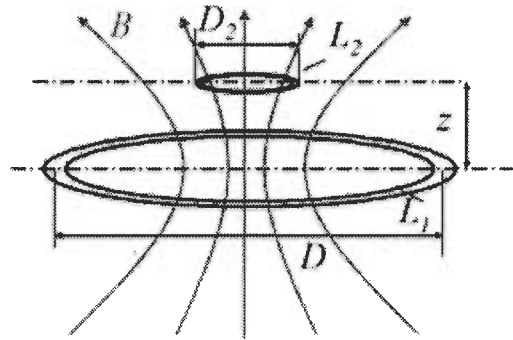


Figure 6 Arrangement idéal entre deux bobines pour un transfert optimal de puissance [2]

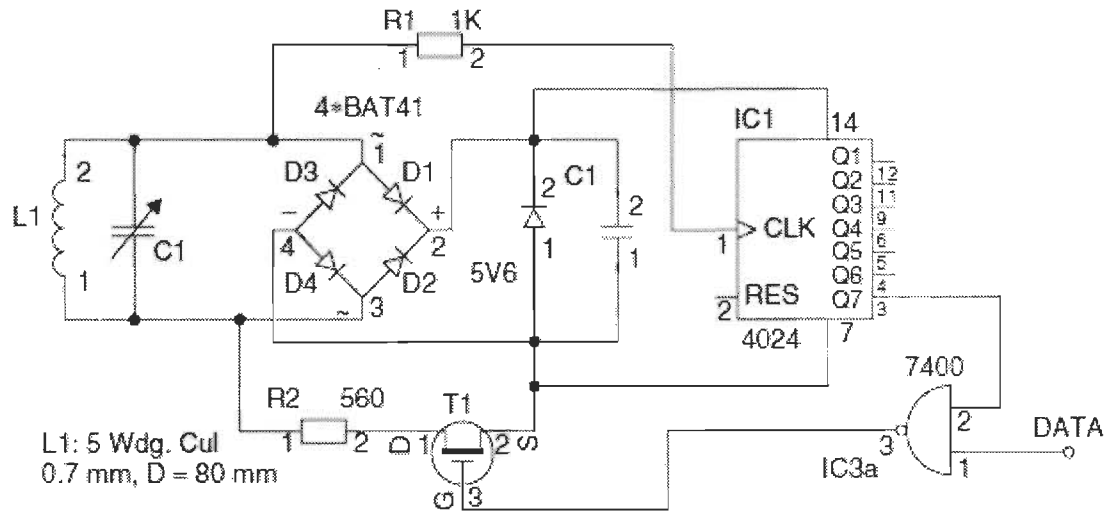


Figure 7 Circuit de modulation de charge pour un système à couplage inductif [1]

### 2.5.2 *Diffusion des ondes (backscattering)*

Ce type d'étiquettes fonctionne habituellement dans les bandes UHF (868 MHz ou 915 MHz selon si le système est utilisé en Europe ou en Amérique) ou micro-ondes, soit 2,4 GHz et 5,8 GHz. Tout comme dans le cas du couplage inductif, l'alimentation est fournie par le lecteur dans le cas où la portée des systèmes est moindre (moins de 15m en général). Au-delà de cette distance, une batterie est souvent employée. Quant au principe de fonctionnement des étiquettes, ce dernier est très similaire à celui des radars. Comme les objets reflètent les ondes électromagnétiques lorsque ceux-ci ont des dimensions au-delà d'une demi-longueur d'onde du signal incident. Ce principe est employé dans ce type de technologie. L'antenne reçoit le signal d'interrogation et celui-ci est réfléchi dans une proportion qui varie selon la charge connectée à l'antenne, ce qui donne lieu à une modulation de charge.

### 2.5.3 *Couplage de proximité*

Ce type de système opère à des distances très rapprochées, de l'ordre de 0,1 à 1 cm et se base sur des principes physiques très semblables au couplage inductif ou capacitif. Étant donnée la proximité entre le lecteur et l'étiquette, le transfert de puissance entre le lecteur et le circuit de l'étiquette est excellent, ce qui permet d'utiliser des circuits intégrés qui consomment une puissance plus élevée que dans le cas du couplage inductif ou capacitif, qui fonctionne d'une façon similaire. Le transfert d'information se fait, comme dans le cas des étiquettes par couplage inductif, par exemple, à l'aide de la modulation de charge.

### 2.5.4 *Couplage électrique*

Contrairement aux autres types de systèmes RFID présentés plus tôt, ceux fonctionnant par couplage capacitif utilisent des tensions beaucoup plus élevées (quelques centaines de

volts, voir même quelques milliers). Le lecteur ainsi que l'étiquette contiennent une paire de plaques métalliques faisant office d'antenne qui sont en fait utilisées comme des condensateurs, d'où le couplage capacitif. Le transfert de données s'effectue de façon semblable aux autres technologies présentées auparavant; une résistance de modulation, en parallèle avec la résistance de charge, peut être activée ou désactivée, ce qui change l'amplitude de la tension lue par le lecteur; il s'agit donc là aussi d'une modulation de charge.

## **2.6 Principes d'opération des technologies RFID séquentielles**

### *2.6.1 Couplage inductif*

Bien que les principes physiques régissant ce type de systèmes soient en grande partie semblables à ceux des systèmes à couplage inductif non séquentiels, certaines différences sont cependant notables. D'abord, les fréquences employées par les systèmes séquentiels sont exclusivement inférieures à 135 kHz, tandis que les systèmes non séquentiels peuvent aller jusqu'aux alentours de 13,56 MHz. De plus, l'interrogation ne se fait pas de façon continue; il y a d'abord interrogation, c'est-à-dire que le lecteur transmet, et ensuite il y a la phase de réponse où le lecteur ne transmet plus.

### *2.6.2 Ondes acoustiques de surface*

Ce type de technologie est essentiellement basé sur les principes physiques de piézoélectricité et de transmission d'ondes acoustiques. La fréquence de fonctionnement se situe dans la bande ISM à 2,45 GHz. Une étiquette est généralement composée d'une antenne (dipôle), d'un transducteur (peigne interdigital) faisant office d'interface électrique/acoustique et d'une série d'électrodes distribués sur la surface de l'étiquette. Ces électrodes réfléchissent les ondes acoustiques qui, une fois arrivées au peigne interdigital,

sont réémis sous forme de séquence d'impulsions par l'antenne. Ces impulsions servent à transmettre de l'information.

## **2.7 Choix de la technologie RFID pour l'implémentation du capteur de tension**

Dans cette section, on fait un retour sur les différentes technologies RFID présentées dans les sections précédentes afin de décider si celles-ci peuvent ou non convenir à la réalisation du capteur de tension en fonction des contraintes imposées, soit :

- Avoir un capteur entièrement passif
- Les capteurs doivent pouvoir être mis en réseau éventuellement
- Les capteurs doivent éventuellement être pensés pour évoluer en milieu hostile
- Les capteurs seront appelés à possiblement évoluer dans un espace restreint et doivent donc présenter, idéalement, une bonne isolation lorsque rapprochés
- La taille des circuits doit être réduite autant que possible

### *2.7.1 Étiquettes à 1 bit*

De façon générale, les étiquettes RFID sont généralement utilisées dans des situations qui requièrent une détection de présence, comme dans les systèmes de sécurité des magasins, dans lesquels les différents articles ont une étiquette RFID apposée afin de détecter les vols. Dans ce cas, l'idée est simplement de détecter le passage de l'item à la sortie du magasin lorsque l'étiquette n'a pas été désactivée.

Donc, en fonction des contraintes énumérées plus tôt, ce type de technologie ne pourrait pas servir à créer un capteur permettant la mesure d'une tension étant donné le peu d'informations transmises.

### 2.7.2 *Couplage inductif (bidirectionnel)*

De par le fait qu'un champ magnétique est transmis dans ce type de technologie, l'opération en milieu hostile devient possible puisque ce type de champ, contrairement au champ électrique, peut être utilisé dans un milieu où une quantité appréciable de métal est présente.

La taille des circuits peut cependant être un inconvénient en raison des inductances (antennes) requises au fonctionnement des étiquettes. Par contre, en favorisant une fréquence de fonctionnement plus élevée, il est possible de faire un compromis quant à la taille des circuits.

Ce type de capteur pourrait être facilement mis en réseau moyennant un ou des ajouts aux étiquettes de façon à leur donner une « adresse » permettant de les distinguer.

Le seul composant « obligatoire » de ce type de circuit étant l'inductance servant d'antenne, rien n'empêche la conception d'une étiquette entièrement passive, donc cette technologie pourrait répondre aux contraintes à ce niveau.

Finalement, il serait également possible de bien isoler les capteurs les uns des autres et ce en créant des antennes planaires présentant une symétrie autour de leurs deux axes; de cette façon, la seule composante du champ magnétique qui ne sera pas nulle se trouvera dans l'axe perpendiculaire au plan de l'antenne, faisant en sorte que l'on pourra rapprocher les étiquettes sans avoir à se soucier d'un couplage entre ceux-ci.

À la lumière de ces observations, on peut voir que le couplage inductif permet de répondre aux différentes contraintes du système à développer et pourrait donc servir de technologie de base à l'implantation de ce dernier.

### 2.7.3 Diffusion des ondes (*backscattering*)

Ce type de technologie opérant à des fréquences plus élevées, la région du champ exploitée par ces étiquettes est le champ éloigné, ce qui fait en sorte qu'une opération en milieu métallique deviendrait difficile, voire même impossible en raison des nombreuses réflexions des signaux.

Par ailleurs, les antennes utilisées pour ces étiquettes ont souvent un patron de radiation omnidirectionnel; en d'autres termes, elles émettent dans toutes les directions. Cela peut devenir un problème si l'espace disponible est restreint puisqu'il faudrait éloigner les circuits les uns des autres. Il serait bien sûr possible de rendre l'émission des ondes plus directionnelle, mais cela requerrait qu'un réseau d'antennes soit mis en place. Non seulement cela demanderait un espace considérable, mais créer un réseau d'antennes est une tâche qui peut s'avérer longue et très complexe et, en raison des contraintes de temps liées au projet, est une avenue qui semble très peu réalisable.

D'un autre côté, il aurait été possible de créer des étiquettes entièrement passives dans la mesure où la portée désirée restait relativement faible (1m et moins aurait été facilement réalisable) et, en procédant de façon semblable à ce qui a été proposé pour le couplage inductif, chaque étiquette aurait pu se voir assigner une adresse et être mis en réseau.

En conclusion, ce type de technologie ne pourrait pas répondre aux besoins en raison de sa fréquence d'opération, de la taille que risquent d'avoir les étiquettes et la difficulté à obtenir une communication directionnelle.



#### 2.7.4 *Couplage de proximité*

Au même titre que le couplage inductif, le couplage de proximité permet une opération en milieu hostile en raison de l'utilisation de champs magnétiques pour la transmission de l'information puisque les fréquences d'opération sont généralement entre 1 et 10 MHz.

Ici aussi, il serait possible d'attribuer une adresse à chacune des étiquettes en ajoutant un ou des composants au circuit, tout comme les circuits utilisant le couplage inductif.

En raison de la portée limitée (0,1 à 1cm) et de l'utilisation de champs magnétiques, il est également possible d'obtenir des étiquettes qui seraient bien isolées. Cependant, la portée très limitée pourrait poser problème au niveau de l'installation.

Bien que ce type de technologie utilise normalement des étiquettes actives pour son opération, rien n'empêcherait la création de circuits entièrement passifs.

Par contre, la façon dont la lecture s'effectue pourrait poser problème éventuellement; ce type de technologie nécessite l'insertion de l'étiquette dans le lecteur (transformateur). Cela implique qu'il serait nécessaire que quelqu'un ait à manipuler les circuits afin d'effectuer les lectures. Il serait évidemment préférable que la lecture puisse s'automatiser à un certain point.

Donc, en raison de la façon dont la lecture est effectuée, ce type de technologie ne serait pas approprié pour l'application visée.

#### 2.7.5 *Couplage électrique*

Le fait que les technologies fonctionnant par couplage capacitif emploient des champs électriques pour la transmission d'information risque fortement de poser problème dans un environnement métallique. En effet, il serait très probable que de multiples capacités

parasites se développeraient, nuisant ainsi au bon fonctionnement du système. La bonne isolation requise pour le système n'est donc pas assurée.

La taille considérable des antennes utilisées, particulièrement celles des lecteurs, pourrait devenir un obstacle dans le cas où l'espace d'opération devient limité.

Les étiquettes utilisant le couplage capacitif étant généralement entièrement composés d'éléments passifs, il n'y aura pas de problème à créer des circuits passifs.

Au niveau des étiquettes, aucun problème de taille ne risque d'affecter les étiquettes, principalement en raison du nombre limité de composants.

Par ailleurs, les très hautes tensions nécessaires pour opérer les lecteurs pourraient elles aussi poser problème notamment au niveau de la sécurité.

De par la nature de la lecture, soit un diviseur de tension et une modulation de charge, peu de possibilités s'offrent pour pouvoir attribuer une adresse à chacune des étiquettes.

En conclusion, l'utilisation d'étiquettes couplées électriquement ne sera pas appropriée en raison des capacités parasites pouvant se développer, la taille considérable des antennes du lecteur, des hautes tensions nécessaires à l'opération, de l'incertitude quant à la bonne isolation et des possibilités limitées pour l'attribution d'adresses.

#### 2.7.6 *Couplage inductif (séquentiel)*

Puisque les caractéristiques physiques des systèmes à couplage inductif séquentiels et bidirectionnels sont essentiellement les mêmes, ce type de technologie serait adapté à répondre au besoin.

Les différences notables sont que les systèmes séquentiels permettraient l'utilisation de circuits intégrés fonctionnant à plus haute tension; cependant, comme on souhaite implémenter des étiquettes purement passives, cet avantage n'en est pas un dans le cas présent.

De plus, les circuits des systèmes séquentiels sont relativement plus complexes que leur équivalent bidirectionnels, qui n'est parfois composés que de quelques éléments passifs.

En somme, il serait préférable, du moins pour une première version des étiquettes, d'opter pour un système à couplage inductif bidirectionnel en raison de la simplicité. Par contre, étant donné que les principes de fonctionnement sont pratiquement les mêmes, il serait facile de choisir de faire évoluer un système à couplage inductif bidirectionnel vers un à couplage inductif séquentiel.

#### *2.7.7 Ondes acoustiques de surface*

Ce type de système fonctionnant principalement avec des ondes acoustiques, l'opération en environnement hostile ne poserait pas problème; cependant, la partie qui transmet le signal électrique sans fil (antenne dipôle) pourrait rencontrer des difficultés.

Au niveau de la taille des étiquettes, celles-ci sont relativement petites, la plus grosse composante étant l'antenne dipôle. Il n'y aurait donc pas de problème de taille dans le cas où le système opère à 2,45 GHz.

Il serait également très facile d'implémenter une adresse pour chacune des étiquettes; puisque la disposition et le nombre de réflecteurs a une incidence directe sur le nombre d'impulsions qui seront émises, il serait possible de se servir de ces mêmes réflecteurs pour attribuer une adresse aux étiquettes.

Enfin, ce type de technologie est entièrement constitué de composantes passives, ce qui rencontre le critère imposé plus tôt.

Comme les critères présentés en début de section peuvent être rencontrés à l'aide des ondes acoustiques de surface, ce type d'étiquettes RFID pourrait être utilisé dans la conception du système de mesure.

### *2.7.8 Choix de la technologie servant à l'implantation*

À partir des critères énumérés en début de section et de la précédente analyse des différentes technologies RFID, trois types d'étiquettes pourraient répondre aux différents besoins (voir tableau 2-1 pour un résumé comparatif des différentes technologies) :

- Étiquettes par couplage inductif bidirectionnel
- Étiquettes par couplage inductif séquentiel
- Étiquettes par ondes acoustiques de surface

Le choix final pour l'implémentation sera le couplage inductif bidirectionnel. Les raisons qui justifient un tel choix sont, bien entendu, le fait que cette technologie répond aux besoins, mais qu'elle se démarque du couplage inductif séquentiel par la simplicité des circuits composants les étiquettes. Par rapport aux étiquettes à ondes acoustiques de surface, ni l'une ni l'autre des avenues n'a un avantage clair sur l'autre. Cependant, le coût en temps pour développer un système à ondes acoustiques de surface serait

Tableau 2-1 Comparaison pour le choix de la technologie d'implémentation

Caractéristiques Technologie	Passif	Mise en réseau	Milieu hostile	Isolation électrique	Taille	Autre(s)	Convient aux besoins
1 Bit	Possible	Difficile	Oui	Oui	Moyenne	1 seul bit d'information	Non, trop peu d'informations
Couplage inductif bidirectionnel	Possible	Facile	Oui	Selon l'antenne	Moyenne		Oui
Diffusion des ondes	Rarement	Facile	Non	Selon l'antenne	Moyenne	Taille élevée si communication directionnelle	Non, impossible en milieu hostile
Couplage de proximité	Possible	Facile	Oui	Selon l'antenne (difficile)	Moyenne	Portée très limitée	Non
Couplage électrique	Possible	Facile	Oui (difficile)	Faible en milieu métallique	Grande	Grande taille, capacités parasites en milieu métallique, hautes tensions utilisées en lecture	Non
Couplage inductif séquentiel	Rarement	Facile	Oui	Selon l'antenne	Moyenne	Plus complexe que la version bidirectionnelle	Oui
Ondes acoustiques de surface	Possible	Facile	Oui	Selon l'antenne	Moyenne	Généralement bien adapté aux besoins, mais plus complexe que le couplage inductif bidirectionnel	Oui

significativement plus grand que celui pour développer un système équivalent par couplage inductif bidirectionnel, d'où le choix de ce dernier.

## 2.8 Capteurs existants faisant appel au couplage inductif et méthodes d'identification des étiquettes

Cette section fait état de différents capteurs ayant été conçus à partir d'une technologie semblable au couplage inductif. On y présente notamment deux capteurs de pH et un capteur d'humidité. Il ne s'agit ici que de présenter brièvement les résultats obtenus puisque la théorie concernant le fonctionnement de ces capteurs sera présentée dans le chapitre 3.

### 2.8.1 Capteur de pH (Bhadra, Bridges, Thomson et Freund)

Dans cet article [3], les auteurs y présentent un capteur de pH. Le fonctionnement général du circuit comprend d'abord une électrode qui, lorsque plongée dans une solution, traduit le pH

en une tension électrique. Cette tension est, par la suite, utilisée pour polariser un varactor permettant de faire varier la fréquence de résonance du circuit. La Figure 8 montre le circuit proposé par les auteurs.

Cette fréquence de résonance était ensuite mesurée à l'aide d'un analyseur d'impédance. La caractéristique la plus intéressante ayant été obtenue suite à ces travaux est que le capteur réalisé était fortement linéaire (voir Figure 9), une caractéristique généralement recherchée dans le monde de l'instrumentation.

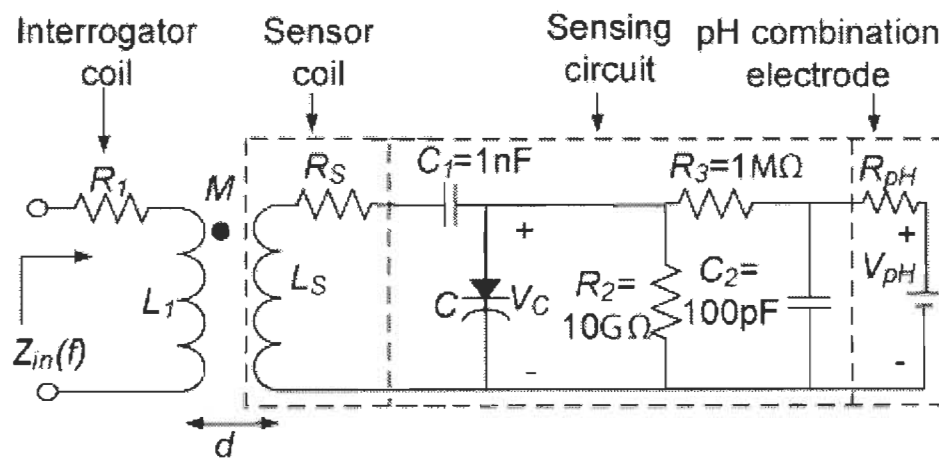


Figure 8 Circuit du capteur de pH proposé [3]

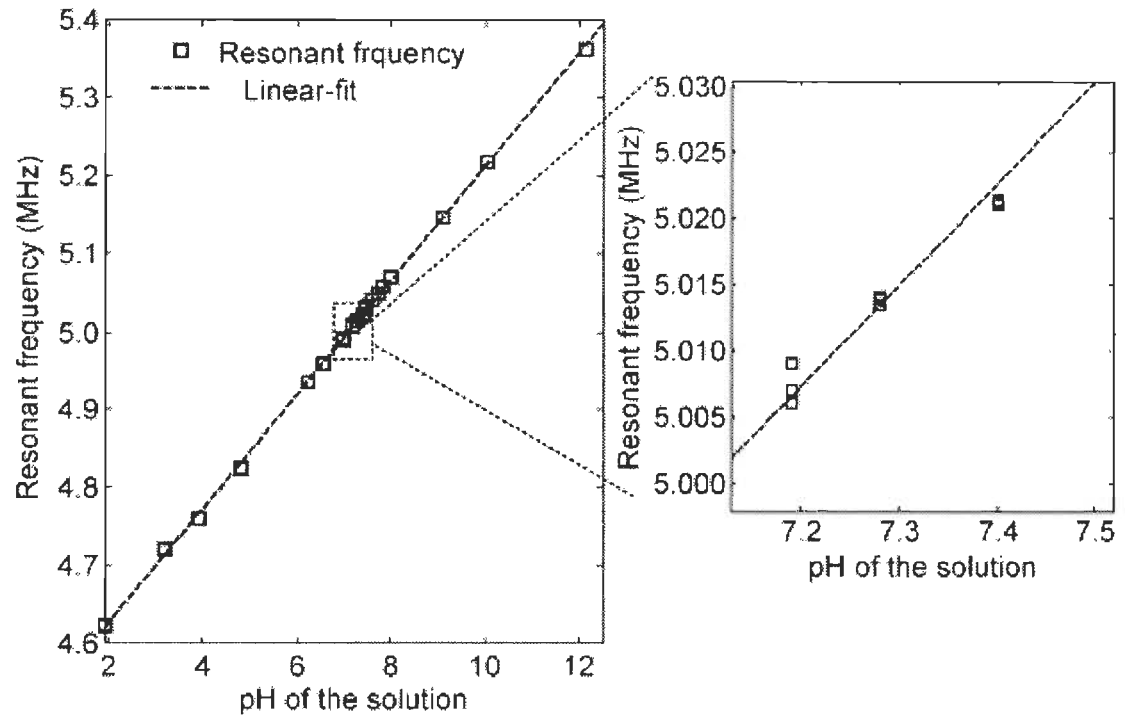


Figure 9 Résultats obtenus pour leur capteur de pH [3]

### 2.8.2 Capteur de pH (Horton, Schweitzer, DeRouin et Ong)

Le capteur proposé par ce groupe d'auteurs [4] est essentiellement le même au niveau des principes d'opération à la différence que l'antenne et l'élément servant à traduire le pH en tension électrique sont intégrés, c'est-à-dire que l'antenne est imprimée cette fois tout comme les électrodes (voir Figure 10 pour le circuit).

Le capteur ainsi produit était lui aussi linéaire, les résultats étant très similaires à ceux obtenus par [3]; ceux-ci ne seront donc pas reproduits ici.

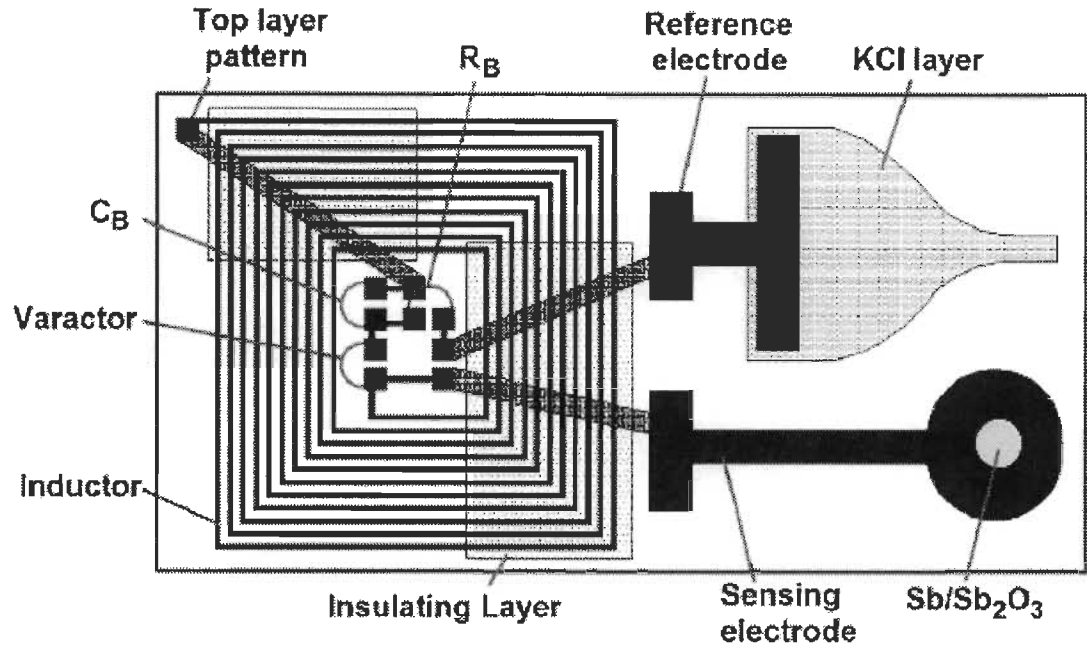


Figure 10 Circuit du capteur produit par [4] avec l'antenne et l'électrode imprimée [4]

### 2.8.3 Capteur d'humidité (Harpster, Stark et Najafi)

Tout comme pour les deux capteurs présentés précédemment, celui-ci [5] fait également un lien entre la fréquence de résonance du circuit de mesure et le phénomène physique mesuré. Cependant, plutôt que d'utiliser un varactor comme les deux articles précédents le faisaient, les auteurs ont plutôt procédé à un dépôt de polyimide sur du silicium et ont fabriqué une inductance par électroplaquage au-dessus de cette couche de polyimide. De ce fait, il se forme des capacités entre les enroulements de l'inductance mais également entre les enroulements et le silicium avec le polyimide comme diélectrique (voir Figure 11 pour une vue en coupe du capteur). Ce même diélectrique sert d'élément senseur; lorsque l'humidité ambiante change, ses propriétés électriques (sa permittivité) changent et la valeur de la capacité varie. Cela a donc pour conséquence de faire varier la fréquence de résonance du circuit composé de l'inductance et des capacités distribuées.



Tout comme dans le cas des capteurs de pH, les résultats obtenus par les auteurs présentaient une bonne linéarité. La Figure 12 montre les résultats obtenus en fonction de diverses épaisseurs de polyimide.

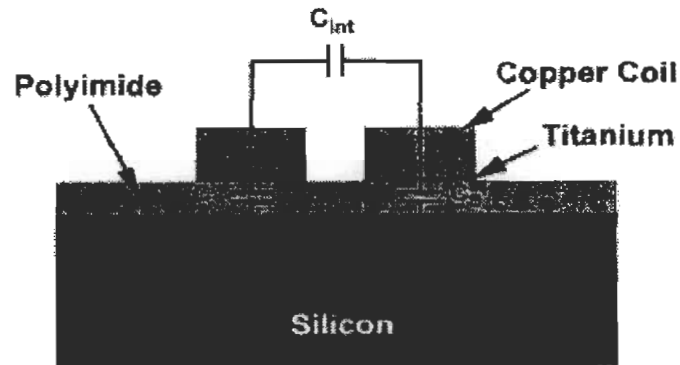


Figure 11 Vue en coupe du capteur d'humidité [5]

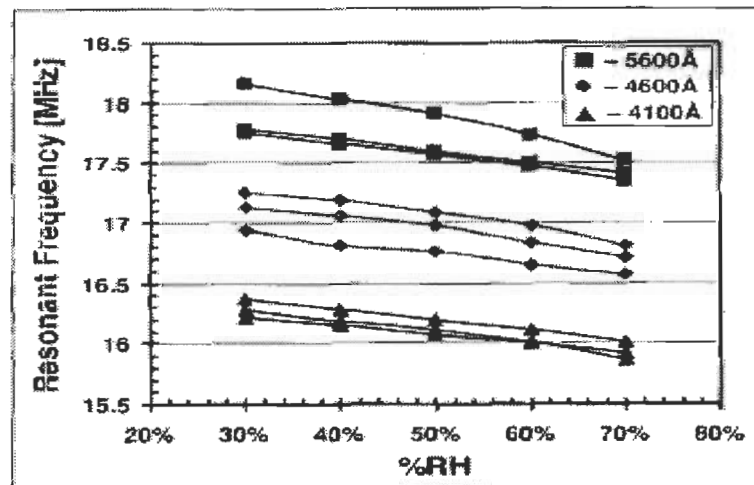


Figure 12 Fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur de polyimide [5]

#### 2.8.4 Capteur de température sans fil (Silva, Vasconcelos)

Dans ce cas-ci, les auteurs présentent un capteur de température semi-passif. Aucune batterie n'est requise pour l'opération du capteur, mais des circuits actifs sont employés et requièrent une alimentation via le lecteur.

Celui-ci est composé principalement d'un microcontrôleur servant à la fois de capteur de température (intégré à son architecture) et d'interface avec le bloc RF (voir Figure 13 pour le schéma bloc complet). L'interface RF est composé, entre autres, d'un circuit intégré RFID permettant la communication avec le lecteur. L'intérêt d'un tel composant était le respect des normes ISO régissant les communications dans les systèmes RFID. De plus, le bloc RF comprend un redresseur permettant de récupérer l'énergie émise par le lecteur afin d'alimenter les circuits intégrés de l'étiquette. Enfin, un réseau d'adaptation d'impédance est compris dans le bloc RF afin de maximiser le transfert de puissance vers l'étiquette. Le dernier bloc en est un qui sera inclus dans les travaux futurs des auteurs car ceux-ci planifient créer un système permettant le monitoring de plusieurs grandeurs physiques.

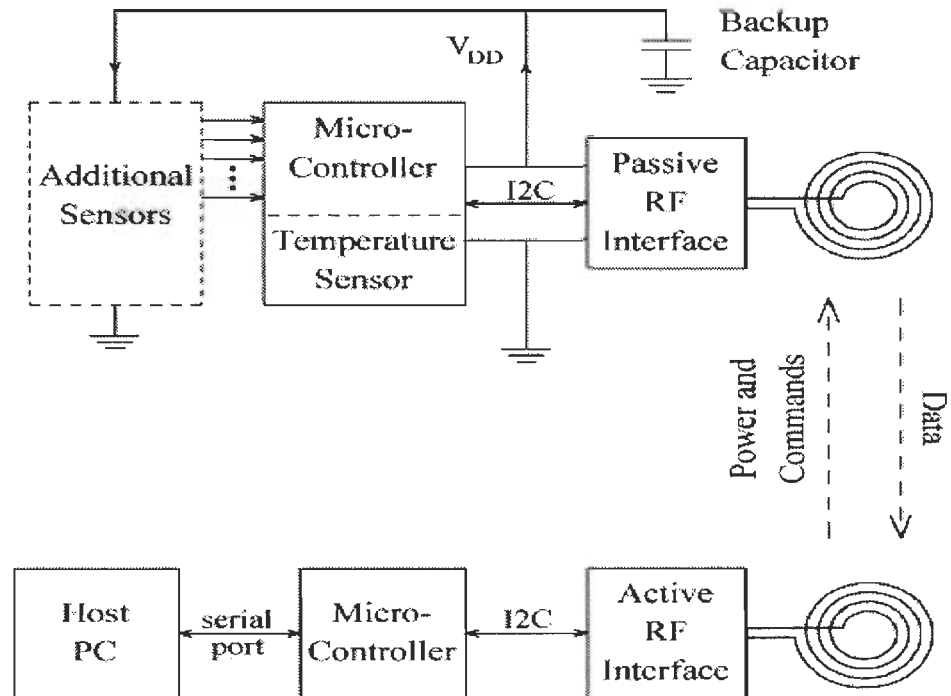


Figure 13 Structure du système de lecture de température présenté [6]

Le fonctionnement d'une lecture, contrairement aux capteurs présentés auparavant, ne se base pas sur une variation de la fréquence de résonance d'un circuit. Plutôt, le microcontrôleur effectue la conversion d'un signal analogique en une quantité numérique qui est ensuite transmise au circuit intégré RFID via un bus I<sup>2</sup>C pour finalement être transmise vers le lecteur.

#### 2.8.5 Capteur de déplacement (*Duric, Nad, Biberdzic, Damjanovic, Zivanov*)

Cet article [7] présente un capteur de déplacements de petite amplitude à partir de deux inductances superposées. L'idée est que, en fonction du déplacement des deux inductances, la valeur de l'impédance équivalente (la partie inductive subira une variation) sera différente selon le déplacement de l'une ou des deux inductances. Dans la Figure 14, l'inductance en circuit ouvert (celle du bas), est très peu sensible aux déplacements de faible amplitude dans l'axe x en raison des trous dans les conducteurs. Cela est dû au fait que l'inductance mutuelle n'est pas modifiée puisque la surface totale du métal se faisant face ne change que très peu. À l'inverse, un déplacement en z de l'inductance du bas change l'inductance mutuelle puisque l'écart entre les conducteurs est modifié. L'inductance du haut, quant à elle, est employée pour déterminer le déplacement en x. Contrairement à l'inductance du bas, un déplacement en x de celle-ci change suffisamment la surface de métal se faisant face pour induire une variation significative de l'inductance vue à l'entrée du circuit. De cette façon, il est possible d'évaluer de petits déplacements dans un plan.

La lecture s'effectue à partir d'un analyseur d'impédance et, selon la valeur de l'impédance lue, le déplacement peut être évalué (on suppose qu'une calibration préalable est faite bien que ce ne soit pas précisé dans l'article). De plus, les lectures sont effectuées à 1 MHz afin de ne pas trop fausser les résultats en raison de l'effet pelliculaire.

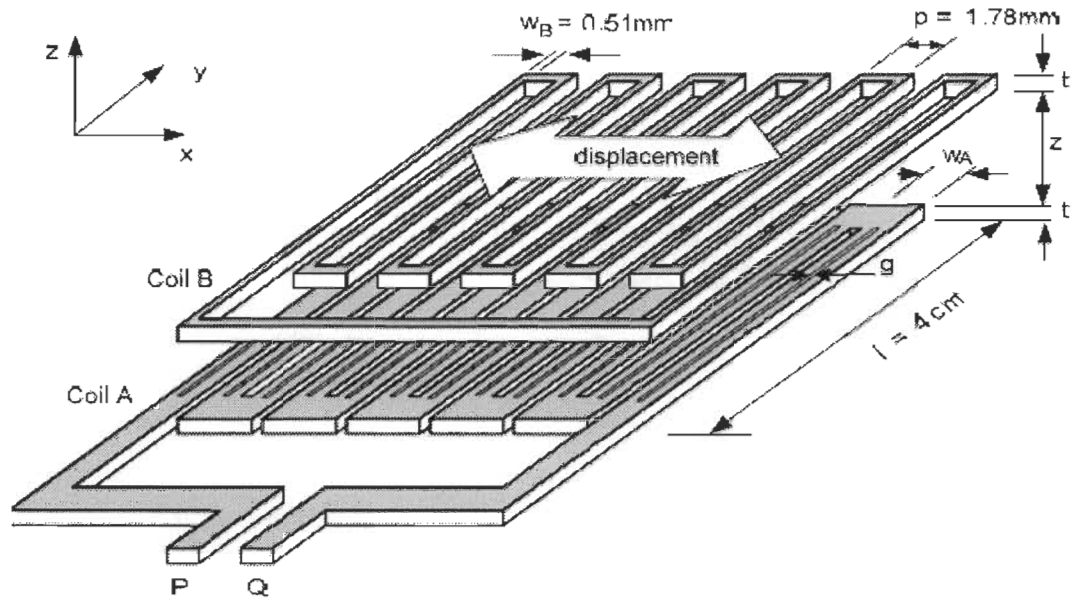


Figure 14 Structure des inductances composant le capteur de déplacement [7]

#### 2.8.6 Capteur de pression (Surman, Potyrailo, Morris, Wortley, Vincent, Diana, Pizzi, Carter, Gash)

Dans cette publication[8], un capteur de pression est présenté. Son principe de fonctionnement se base sur un empilement de trois couches (voir Figure 15); celle du bas contient l'étiquette RFID proprement dite, celle du centre a pour fonction de se contracter ou de se dilater selon la pression à laquelle elle est soumise et son fonctionnement va de pair avec la couche supérieure (EMF-modulation layer sur la Figure 15); puisque cette dernière est une couche de métal, le fait de la rapprocher ou de l'éloigner de l'antenne bobinée de l'étiquette change l'inductance de celle-ci et, par le fait même, la fréquence de résonance, les fréquences d'antirésonance et la phase du circuit résonant. Ces paramètres sont ensuite utilisés pour déterminer la pression environnante. La calibration des capteurs est contenue dans un circuit intégré et celle-ci est lue en même temps que l'information.

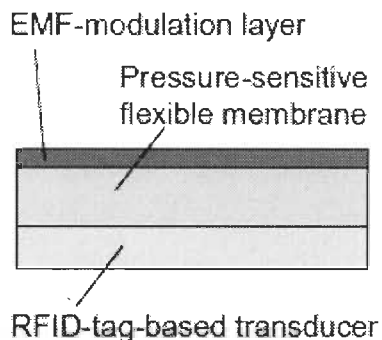


Figure 15 Superposition des couches du capteur de pression [8]

#### 2.8.7 Adressage d'étiquettes à 30 GHz (Preradovic, Karmakar)

Dans cet article[9], les auteurs proposent une méthode d'adressage basée sur une série de résonateurs fonctionnant entre 25 GHz et 35 GHz placés en cascade sur l'étiquette. De cette façon, il est possible de donner une adresse à N bits (N étant le nombre de résonateurs, donc le rapport bit-résonateur est de 1:1). Ces résonateurs agissent comme des filtres et la signature spectrale sera unique à chaque étiquette; en effet, dans le cas où un résonateur fonctionnant à une des 6 fréquences employées par les auteurs est présent, le lecteur détecte une atténuation et un changement dans la phase du signal d'interrogation (le signal d'interrogation est un balayage continu en fréquence entre 20 GHz et 40 GHz). Selon qu'il y a ou non atténuation, cela sera interprété comme un 0 (atténuation et changement de phase) ou un 1 (aucun changement). Étant donné le fonctionnement aux fréquences visées, il est nécessaire d'employer deux antennes afin d'interroger l'étiquette. Cet inconvénient ne serait pas présent si un tel concept était utilisé à plus basse fréquence (comme à 13,56 MHz) en raison du fonctionnement semblable à un transformateur. La Figure 16 montre un exemple d'interrogation pour une étiquette à résonateurs multiples.

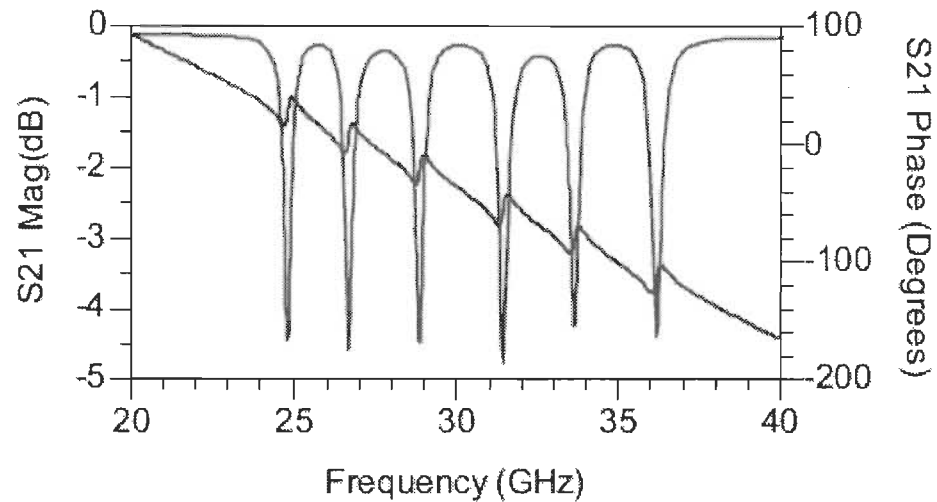


Figure 16 Lecture en amplitude et en phase pour une étiquette à multiples résonateurs [9]

#### 2.8.8 Synthèse et orientation des travaux

Ce qui ressort de cette revue de la littérature, en ce qui concerne les technologies de capteurs fonctionnant par couplage inductif, est que bien qu'il en existe un certain nombre, les efforts sont principalement concentrés sur le développement du capteur et non sur sa mise en réseau. Pour preuve, un seul article traite d'attribution d'adresse à des étiquettes passives, et ces mêmes étiquettes fonctionnent aux alentours de 30 GHz. C'est donc dire que cette voie est plutôt inexplorée dans le cas des technologies fonctionnant par couplage inductif. C'est pour cette raison que les travaux présentés dans ce rapport auront pour objectif de développer une méthode de mise en réseau pour des capteurs fonctionnant par couplage inductif.

## 2.9 Conclusion

Ce chapitre a présenté, dans un premier temps, les différents types d'étiquettes RFID existantes, soit à 1 bit, bidirectionnelles et à alternat et séquentielles. Ensuite, nous avons fait le choix d'utiliser le couplage inductif bidirectionnel afin de créer les capteurs de tension. Les raisons étaient que cette technologie permet d'opérer en milieu hostile, peut permettre la

création d'étiquettes pouvant être mises en réseau, que ces étiquettes peuvent être entièrement passives, offrent la possibilité d'être bien isolés électriquement en étant prudent dans la conception de l'antenne et, enfin, la taille des étiquettes pouvait être raisonnable. Deux autres technologies, soit le couplage inductif séquentiel et les ondes acoustiques de surface, auraient pu être employée. Finalement, nous avons présenté l'état de l'art en ce qui a trait au couplage inductif en matière de capteurs et de mise en réseau de ces capteurs. Ce qui en est ressorti est que bien qu'il y ait un relativement bon nombre de capteurs qui aient été développés en recherche, peu de recherches se sont penchées sur leur mise en réseau pour des capteurs entièrement passifs (un seul article traite du concept d'adresse pour une étiquette passive); c'est donc l'avenue que nous allons emprunter, soit celle de se concentrer sur l'attribution d'une adresse à un capteur entièrement passif fonctionnant par couplage inductif. Plus précisément, nous allons nous concentrer sur l'attribution d'adresse pour des étiquettes RFID passives dans la bande HF, ce à quoi les gens oeuvrant dans les capteurs sans fil opérant dans la bande HF ne se sont pas attaqués.

## **Chapitre 3 - Conception de la première version des capteurs de tension**

### **3.1 Introduction**

Ce chapitre présente les étapes de conception des capteurs de tension basés sur la technologie RFID par couplage inductif. Dans un premier temps, un capteur sans adresse a été produit, dans le but, d'abord, de bien intégrer les différents composants des circuits en se basant sur des travaux publiés auparavant.

En second lieu, à partir du capteur de tension conçu, on a ajouté un deuxième circuit résonant permettant d'identifier chacune des étiquettes.

### **3.2 Première version du capteur (sans adresse)**

Tout d'abord, en se basant sur les articles [3] (capteur de pH avec antenne externe) et [4] (capteur de pH avec antenne imprimée), nous avons décidé d'intégrer une partie de ces deux technologies afin d'en créer une seule. De [3], nous avons réutilisé le circuit détaillé présenté et de [4], l'antenne planaire imprimée a été reproduite. De cette façon, il était possible de réduire la taille des circuits, principalement au niveau de l'antenne, puisqu'il s'agit du composant critique pour minimiser la taille des étiquettes. En effet, les auteurs de [3] utilisaient une antenne externe faite d'un fil enroulé tandis qu'une antenne imprimée était présentée dans [4].

Bien que les résultats publiés dans [5] auraient pu permettre de réduire encore davantage la taille des étiquettes, leur fabrication aurait demandé passablement plus de temps,



notamment au niveau de la conception physique en raison de la maîtrise des techniques de fabrication nécessaires à la production des circuits microfabriqués. Puisque dans le cas des options offertes dans les articles [3] et [4], seul un circuit imprimé devait être produit et que seuls quelques composants avaient à être soudés sur ce même circuit, nous avons fait le choix d'explorer la technologie la plus simple en premier lieu.

Dans un premier temps, on se devait de choisir la fréquence d'opération des étiquettes; comme les systèmes fonctionnant par couplage inductif opèrent généralement aux alentours de 135 kHz ou de 13,56 MHz, l'une ou l'autre de ces bandes allait être employée. Comme l'une des contraintes était de concevoir des étiquettes ayant la plus petite taille possible, nous avons opté pour 13,56 MHz.

### *3.2.1 Conception de l'antenne du lecteur*

La première étape consistait à concevoir l'antenne de l'étiquette ainsi que celle qui allait servir à la lecture. L'antenne a été conçue à l'aide du logiciel Momentum, qui est inclus dans Advanced Design System (ADS). Le paramètre le plus important était que son comportement soit celui d'une inductance et ce sur une large plage de fonctionnement (dans le cas présent, on opte pour un intervalle de 1 à 25 MHz). Bien que, cette fois-ci, la valeur de l'inductance n'ait que très peu d'importance en raison du fait que l'on ne cherche pas à obtenir une distance de lecture très élevée, il est tout de même intéressant de comparer les résultats de simulation avec un calcul théorique. En effet, lors de la conception de la bobine des étiquettes, il deviendra important de pouvoir connaître avec un bon degré de précision la valeur de son inductance puisque celle-ci entrera dans le calcul de la fréquence de résonance de l'étiquette.

Plusieurs équations existent afin de prédire la valeur de l'inductance d'une bobine planaire, avec divers degrés de précision en fonction des paramètres utilisés dans les équations. La première équation employée [10] est :

$$L = N^2 \frac{2W \mu_0 \mu_r}{\pi} \left[ \ln \left( \frac{W}{a} \right) - 0,774 \right] \quad (3.1)$$

où N représente le nombre de tours, W est la longueur d'un côté,  $\mu_0$  et  $\mu_r$  sont, respectivement, la perméabilité de l'air et du matériau formant le noyau de l'inductance et, finalement, a est la largeur des traces composant la bobine. Dans le cas de cette équation, on peut s'attendre à une certaine imprécision en raison du fait que celle-ci ne tient pas compte de l'espacement entre les traces de l'inductance. La formule précédente est valide seulement pour des inductances planaires ayant une forme carrée.

La deuxième équation [11] utilisée pour le calcul de l'inductance est :

$$L = K_1 \mu_0 \frac{n^2 d_{avg}}{1 + K_2 \rho} \quad (3.2)$$

où  $K_1$  et  $K_2$  sont des constantes qui sont fonction de la forme de la bobine (puisque l'on fabriquera des inductances carrées,  $K_1 = 2,34$  et  $K_2 = 2,75$ ), n est le nombre s'enroulements,  $d_{avg}$  est la taille moyenne de l'inductance calculée par  $(d_{out} - d_{in})/2$  (voir Figure 17 pour la définition de  $d_{out}$  et  $d_{in}$ ) et  $\rho$  est le taux de remplissage. Ce dernier est défini comme suit :  $(d_{out} - d_{in})/(d_{out} - d_{in})$ . Elle représente l'équation de Wheeler modifiée telle que présentée dans « Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances » [6].

L'antenne du lecteur simulée avait un diamètre extérieur de 11 cm, un diamètre intérieur de 5,5 cm, avait une largeur de trace de 0,5 mm, un espacement de 4 mm entre ses traces et

possédait 7 enroulements (la Figure 17a montre la bobine simulée). On trouve, par calcul, que l'inductance d'une telle bobine serait d'environ  $19,9 \mu\text{H}$  à l'aide de la première formule et de  $6,20 \mu\text{H}$  lorsqu'on utilise la deuxième équation.

Après avoir simulé l'antenne du lecteur dans Momentum (la Figure 19 montre l'antenne simulée), il a été possible de vérifier la valeur de son inductance. La première chose que l'on constate, c'est que l'inductance n'a pas une valeur fixe et varie en fonction de la fréquence d'opération. Lorsque l'on considère le modèle complet d'une inductance (voir Figure 18), on constate effectivement que l'impédance équivalente variera en fonction de la fréquence. En regardant la valeur de l'inductance à  $13,56 \text{ MHz}$ , on voit que celle-ci est de  $7,28 \mu\text{H}$ . Cette valeur se rapproche fortement de celle obtenue à partir de l'équation 3.2, mais est très loin de celle obtenue avec 3.1. Finalement, on a pu voir que l'antenne se comportait bel et bien comme une inductance

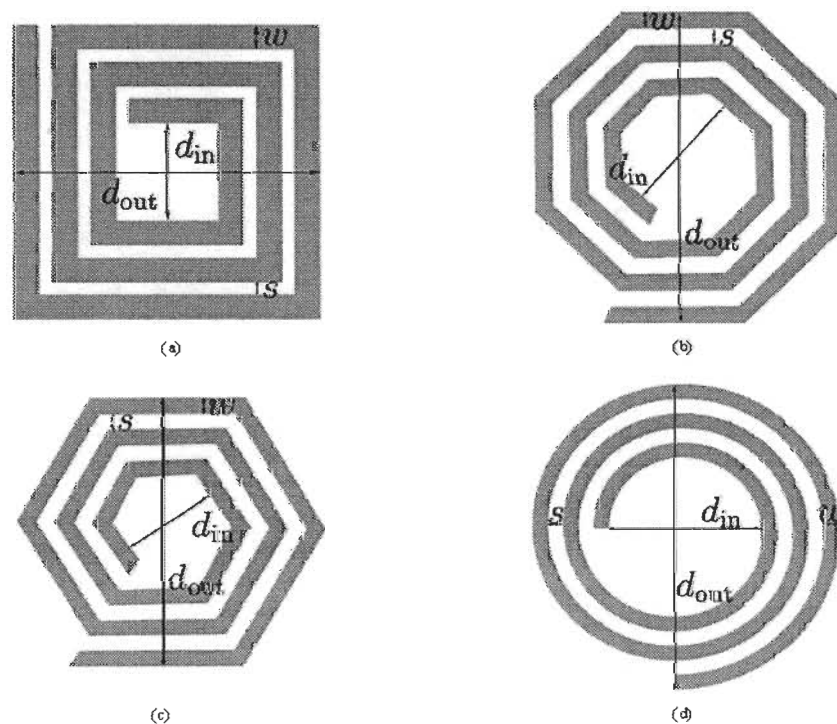


Figure 17 Définition du rayon extérieur ( $d_{out}$ ) et intérieur ( $d_{in}$ ) pour différentes bobines [11]

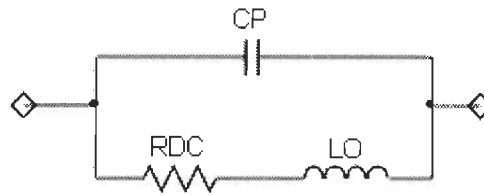


Figure 18 Modèle complet d'une inductance [12]

sur toute la plage de fréquence visée. La Figure 20 montre les résultats de simulation de la bobine dans l'abaque de Smith. La trace étant contenue dans la partie supérieure de l'abaque, son impédance est donc inductive.

L'écart entre la valeur calculée et simulée, dans le cas de 3.2, s'explique de toute évidence par le fait que l'équation ne tient pas compte des effets dus à la fréquence; il s'agit donc de la valeur de l'inductance en courant direct (fréquence nulle). Cependant, on constate que cette formule permet d'obtenir un bon point de départ lorsque vient le temps de concevoir une inductance.

Dans le cas de l'équation 3.1, on voit que non seulement les effets de la fréquence sont ignorés, mais on constate en plus que l'espacement entre les enroulements est un paramètre non négligeable. Étant donné la valeur d'inductance beaucoup plus élevée que celle obtenue en simulation, il est raisonnable d'assumer que l'équation suppose que les enroulements sont très près les uns des autres. En effet, la valeur d'une inductance sera plus élevée si les enroulements sont rapprochés en raison de l'effet d'inductance mutuelle. Cela est observé surtout à basse fréquence alors que les capacités parasites des enroulements sont négligeables.

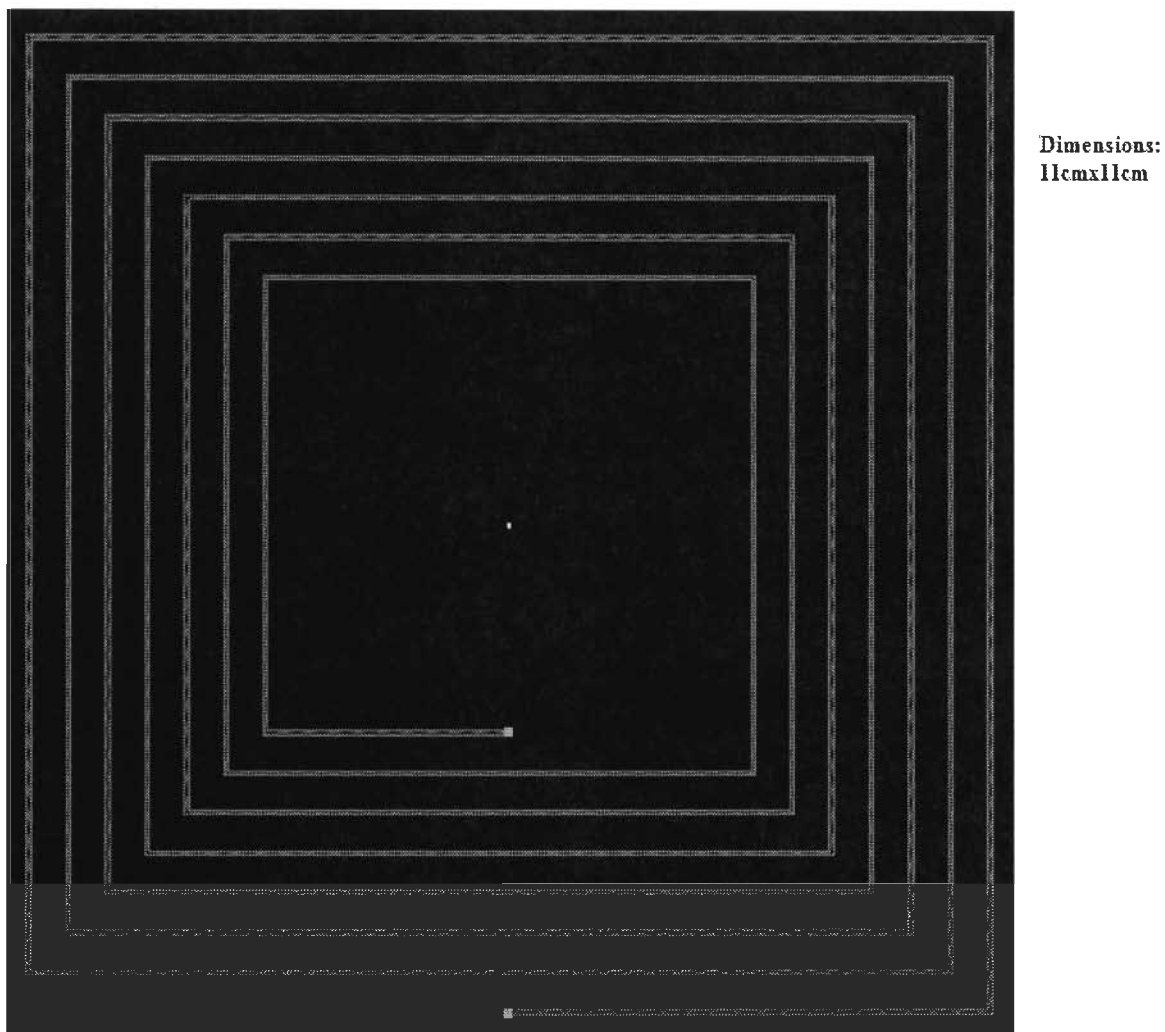


Figure 19 Antenne du lecteur simulée dans Momentum

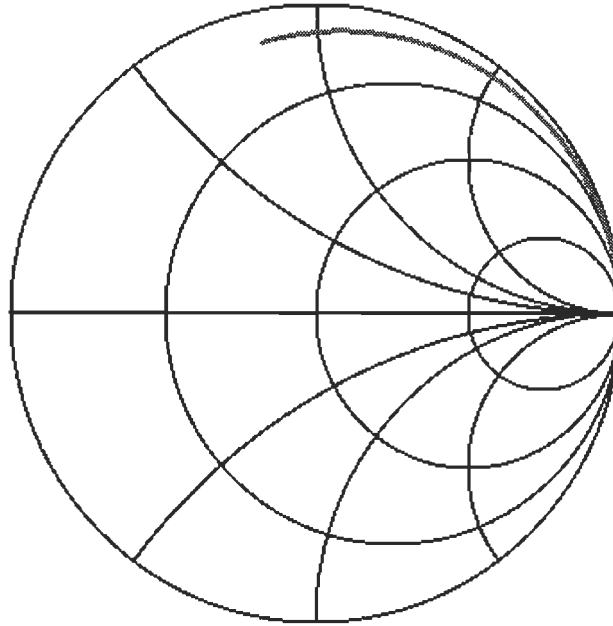


Figure 20 Impédance de l'antenne du lecteur de 1MHz à 25 MHz (Abaque de Smith)

### 3.2.2 Conception de l'étiquette (première version)

La première étape de conception de l'étiquette consistait à simuler l'antenne planaire qui allait également servir de l'élément dans le circuit résonant. Cette antenne avait pour caractéristiques : un enroulement de six tours, une longueur de 5cm, un espacement de 1mm entre les enroulements et une largeur de trace de 1mm. La Figure 21 montre la bobine simulée dans Momentum.

Selon l'équation 3.1, la valeur de l'inductance est de  $4,52\mu\text{H}$  et selon 3.2, elle est de  $2,33\mu\text{H}$  (DC). En simulation, la valeur obtenue est de  $3,05\mu\text{H}$ . L'hypothèse émise précédemment concernant le fait que l'équation 3.1 considérait des enroulements rapprochés est véridique car, cette fois, la valeur obtenue à partir de cette formule est beaucoup plus près de la simulation comparativement à celle obtenue pour l'antenne du lecteur. Par contre, encore une fois, l'équation 3.2 donne une approximation plus juste. Bien sûr, aucune de ces

deux équations ne permet de prédire exactement la valeur des inductances; il s'agit plutôt d'une bonne façon d'obtenir rapidement un point de départ pour débiter une conception par simulation.

Il fallait ici aussi s'assurer que l'antenne allait avoir une impédance inductive sur toute la plage de fréquence désirée afin d'avoir un circuit résonant pour les fréquences visées. La Figure 22 montre que les résultats de simulation de l'antenne dans l'abaque de Smith; l'impédance est inductive sur toute la plage.

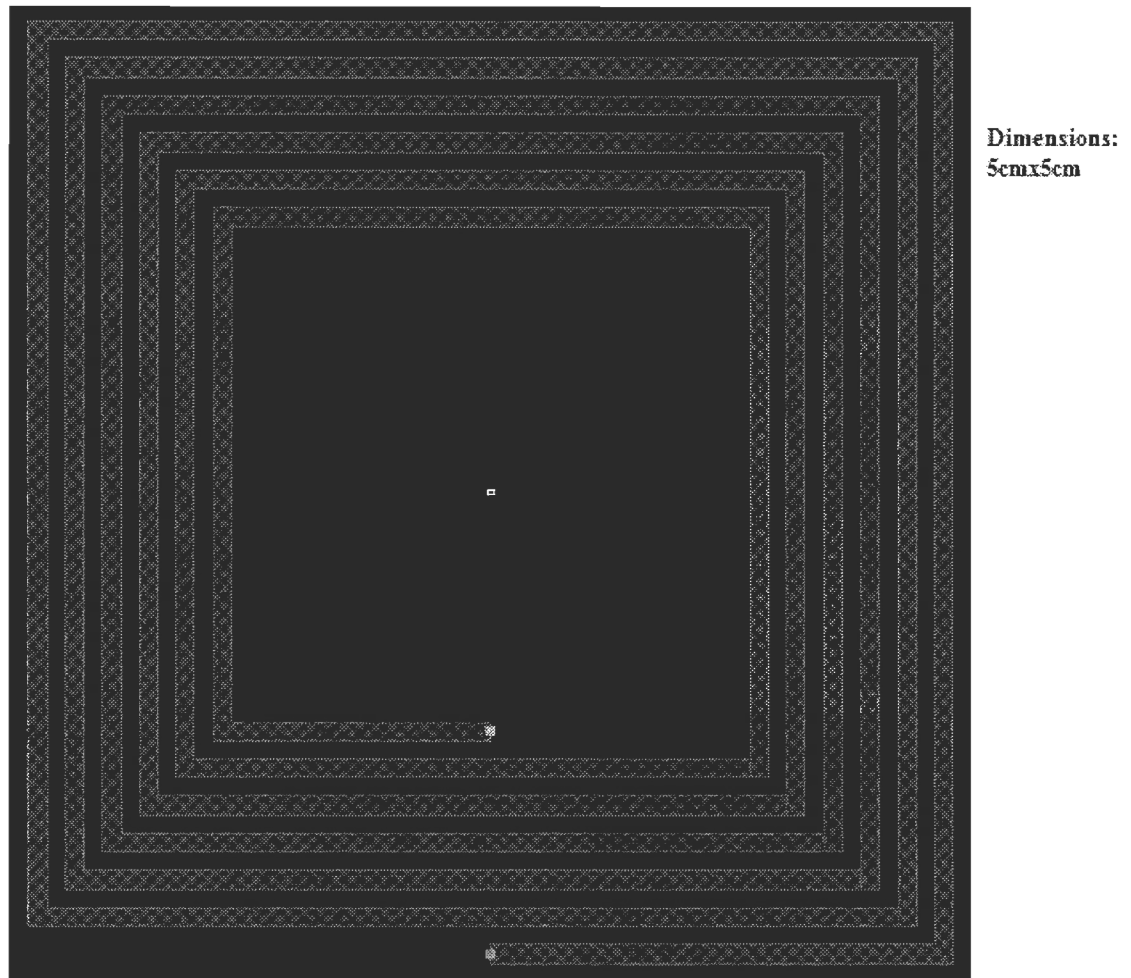


Figure 21 Antenne de l'étiquette version un simulée dans Momentum

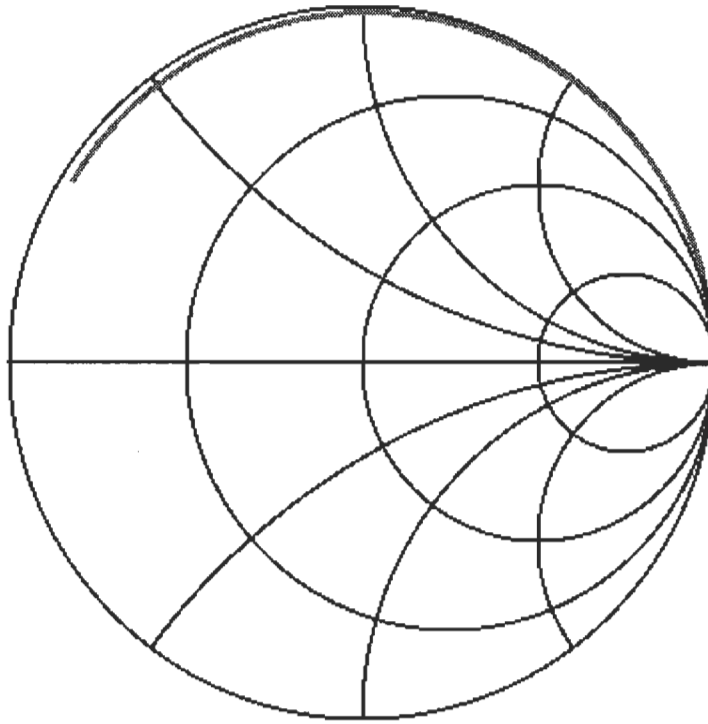


Figure 22 Résultats de simulation de l'antenne de l'étiquette version un

Une fois l'antenne terminée, il restait à concevoir le circuit résonant avec l'élément de détection. Il a été déterminé à partir de [3] et [4] que l'élément de détection serait un varactor. Il fallait d'abord un circuit LC, composé de l'antenne comme inductance et d'un condensateur à valeur fixe, pour amener la fréquence de résonance aux alentours de 13,56MHz. L'ajout du varactor allait ensuite permettre de faire varier la fréquence de résonance en fonction de la tension à mesurer.

Afin de calculer la valeur du condensateur fixe, on utilise l'équation des circuits résonants :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.3)$$



où  $f_0$  est la fréquence de résonance,  $L$  est la valeur de l'inductance ou de l'inductance équivalente, selon le cas et  $C$  est la valeur de la capacité ou de la capacité équivalente. En réarrangeant les termes de 3.3, on obtient :

$$C = \frac{1}{4\pi^2 L f_0^2} \quad (3.4)$$

À partir de 3.4, on détermine que la capacité requise pour amener la fréquence de résonance à 13,56MHz est de 45,2pF.

Lorsque vient le temps d'ajouter le varactor, on constate rapidement que la variation de leur capacité est trop grande pour se limiter seulement à la bande ISM de 13,56MHz, qui varie entre 13,553MHz et 13,567MHz. Cependant, l'idée de ce prototype est d'abord et avant tout de démontrer la faisabilité de créer un capteur permettant de relier la variation d'un phénomène physique à la variation de la fréquence de résonance d'un circuit électrique, donc on ne se préoccupera pas d'un tel détail, qui deviendrait important dans l'éventualité d'une commercialisation du système.

Le varactor choisi est le modèle SMV1253 de Skyworks. De tous les modèles disponibles, c'est celui qui offrait la variation la plus abrupte en termes de capacité, c'est-à-dire une plus grande variation de capacité pour une même variation de tension en comparaison aux autres modèles; cela allait permettre de pouvoir mesurer des différences claires lors de la conception physique de l'étiquette.

Tout d'abord, à partir des données disponibles dans la fiche technique du varactor, il fallait modéliser l'équation du varactor, c'est-à-dire obtenir l'équation de la capacité de ce

dernier en fonction de la tension à ses bornes. La Figure 23 montre le tableau disponible dans la fiche technique permettant d'obtenir la valeur de la capacité en fonction de la tension.

À partir de ces données, il a été possible d'obtenir, par régression, l'équation de la courbe caractéristique de la diode. Cette équation est :

$$C = -0,05V^3 + 7,44V^2 + 38,01V + 68,82 \quad (3.5)$$

où V est la tension, en Volts, aux bornes de la diode et C est sa capacité en pF. En insérant 3.5 dans 3.3, il a donc été possible d'obtenir l'équation de la fréquence de résonance en fonction de la tension mesurée. Cependant, on a observé qu'avec la capacité calculée précédemment, la fréquence de résonance avec une tension mesurée de 0V était trop basse;

Vn (V)	Ct (pF)					
	SMV1247	SMV1248	SMV1249	SMV1251	SMV1253	SMV1256
0	8.86	22.62	37.35	53.65	69.32	81.21
0.5	6.17	16.32	25.88	38.29	50.23	58.28
1.0	4.37	12.33	18.18	28.09	37.07	43.27
1.5	2.96	9.12	12.08	20.13	27.57	31.49
2.0	1.88	6.27	7.77	13.55	19.37	21.50
2.5	1.22	3.93	4.44	8.68	12.30	13.40
3.0	0.95	2.57	3.40	5.78	7.77	8.51
3.5	0.83	1.95	2.96	4.57	5.77	6.51
4.0	0.77	1.71	2.72	3.95	4.86	5.58
4.5	0.73	1.59	2.51	3.58	4.34	5.07
5.0	0.70	1.49	2.33	3.33	4.01	4.76
5.5	0.68	1.44	2.30	3.16	3.78	4.58
6.0	0.67	1.40	2.24	3.03	3.62	4.46
6.5	0.66	1.36	2.19	2.94	3.50	4.39
7.0	0.65	1.33	2.14	2.88	3.41	4.33
7.5	0.64	1.31	2.09	2.83	3.34	4.29
8.0	0.64	1.30	2.03	2.79	3.28	4.26

Varactor utilisé

Figure 23 Valeurs de capacité en fonction de la tension du varactor utilisé dans le design

la valeur de la capacité a donc été changée pour une de 27pF. L'équation obtenue suite à ce changement est :

$$f_0 = -0,06V^3 + 0,16V^2 + 2,01V + 9,28 \quad (3.6)$$

où V est la tension mesurée, en Volts, et  $f_0$  est la fréquence de résonance du circuit en MHz.

En analysant l'équation 3.6, on peut voir que, pour de faibles tensions (c'est le cas pour l'application visée, soit mesurer la tension des cellules d'une pile à combustible où leur tension est inférieure à 2V), les termes d'ordre deux et trois deviennent négligeables en comparaison avec les termes d'ordre zéro et un. En les éliminant, on obtient :

$$f_0 = 2,01V + 9,28 \quad (3.7)$$

On peut donc voir que, conformément aux résultats obtenus par [3] et [4], il est bel et bien possible d'obtenir un capteur linéaire. L'intérêt d'obtenir un capteur linéaire se situe au niveau de la précision; la linéarité étant définie comme une mesure de la déviation d'un capteur par rapport à sa courbe idéale. On peut le voir comme une mesure de performance du capteur. La Figure 24 montre la prédiction théorique de la fréquence de résonance du circuit en fonction de la tension mesurée.

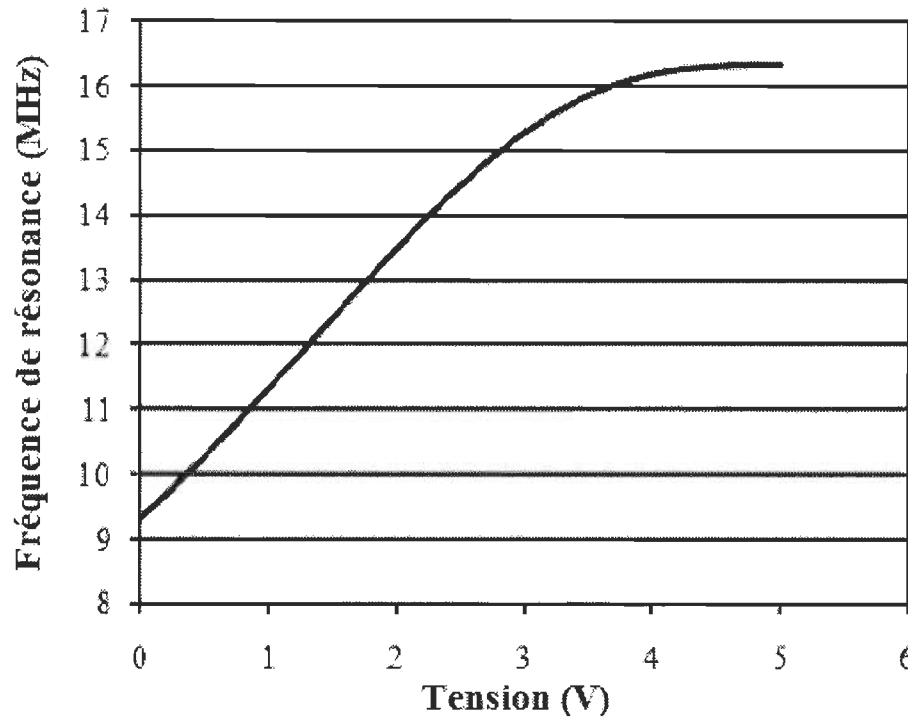


Figure 24 Prédiction théorique de la fréquence de résonance en fonction de la tension [14]

Comme le montre la Figure 24, la linéarité du capteur s'étend jusqu'à environ 3V, ce qui est largement suffisant pour l'application. Au-delà de 3V, la capacité de la diode ne varie que très peu et, éventuellement, plus du tout, d'où l'allure de la courbe. Cependant, en rétrospective, il aurait été plus avantageux de réduire la plage de fonctionnement du capteur; en effet, cela aurait permis de mesurer des variations de tension moindres car en sélectionnant un varactor avec une variation similaire mais avec une plage de tension moins large, une même variation de fréquence de résonance aurait été occasionnée par une moins grande variation de tension, d'où l'amélioration de la précision. Par contre, cela ne change rien à la validité du concept puisqu'il ne s'agit que de changer les caractéristiques d'un composant et non le fonctionnement même du capteur.

Une fois les calculs terminés, il fallait simuler le circuit conçu afin de s'assurer que son fonctionnement était conforme aux développements théoriques précédents. Pour ce faire, on utilise le simulateur Design Entry CIS (PSPICE). Tout d'abord, on modélise l'antenne par une inductance et une résistance en série. La valeur utilisée pour l'inductance est de  $3,05\mu\text{H}$  puisque la fréquence d'opération sera aux alentours de  $13,56\text{MHz}$  et la valeur de la résistance est de  $20\Omega$ , qui est la valeur moyenne sur la plage de fréquence simulée. La valeur de la capacité fixe est la même que celle déterminée auparavant, soit  $27\text{pF}$ . On a également ajouté une résistance de  $1\text{M}\Omega$  afin d'éviter la propagation des signaux à hautes fréquences dans la source de tension continue. Cela n'était pas nécessaire en simulation (en pratique, cependant, il est primordial de ne pas propager de signaux RF dans la source DC, comme une pile à combustible par exemple). Cependant, il était nécessaire de s'assurer que l'ajout de cette résistance ne vienne pas perturber le fonctionnement du circuit. Un condensateur de  $1\text{nF}$  a également été ajouté afin de représenter le condensateur de découplage qui sera ajouté à l'analyseur réseau lors de la mesure avec les circuits réels.

Le varactor, quant à lui, n'était pas disponible dans les bibliothèques de PSPICE. Il aurait été possible d'effectuer plusieurs simulations en utilisant les différentes valeurs de capacité fournies dans la fiche technique, mais cela n'était pas aussi précis puisqu'il s'agit d'approximations. Cependant, la fiche technique présentait le modèle électrique complet du varactor (voir Figure 25). Il a donc été possible de créer le composant en modifiant le modèle équivalent d'une diode existante.

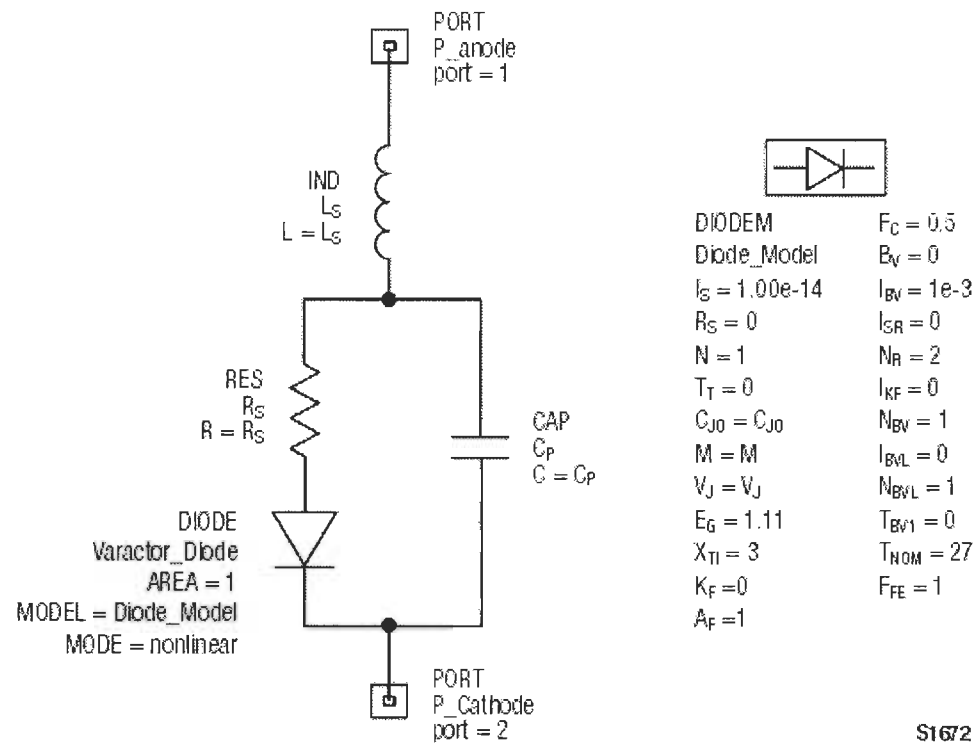


Figure 25 Modèle électrique complet du varactor utilisé pour l'étiquette version un [13]

À partir du modèle de simulation, montré à la Figure 26, il a été possible d'obtenir des données de simulation en faisant varier la valeur de la source de tension continue servant à émuler, par exemple, une cellule d'une pile à combustible. Les résultats obtenus sont présentés à la Figure 27. En se concentrant sur la partie linéaire des données, on a pu extraire l'équation associée :

$$f_0 = 1,96V + 9,97 \quad (3.8)$$

où  $f_0$  est la fréquence de résonance du circuit en MHz, et  $V$  est la tension mesurée, en Volts.

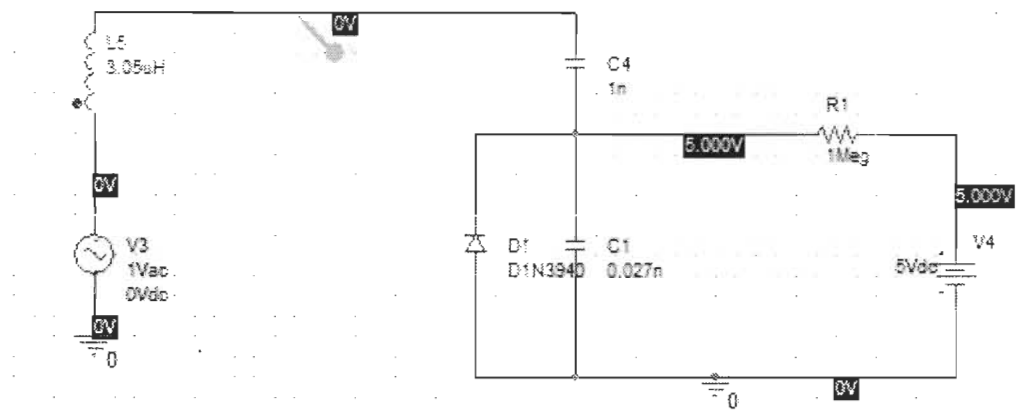


Figure 26 Modèle de simulation PSPICE utilisé

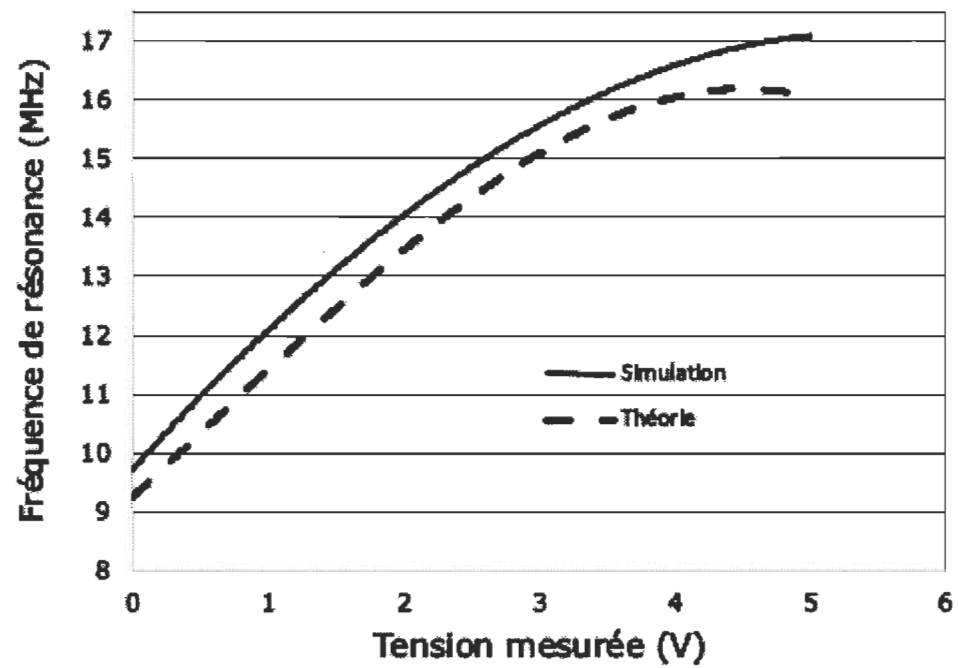


Figure 27 Résultats de simulation obtenus avec le modèle PSPICE versus résultats théoriques

Comme on peut le constater, il y a une légère différence entre l'équation théorique et celle obtenue par simulation. Étant donné que, en théorie, les modèles utilisés sont idéaux et que ceux employés en simulation se rapprochent davantage de la réalité, il est normal d'observer un écart dans les résultats obtenus avec ces deux méthodes. Par ailleurs, en raison du fait que les modèles de simulation sont plus près de la réalité, on peut même prédire que les résultats expérimentaux s'apparenteront davantage aux résultats de simulation.

Une fois cela fait, le circuit était complété; il ne restait qu'à produire un prototype. La Figure 28 montre le schéma électrique de la première version de l'étiquette.

### 3.2.3 Résultats (antenne du lecteur)

La validation de l'antenne du lecteur s'est faite en fabriquant une antenne telle que celle qui avait été simulée; de cette façon, on pouvait valider les équations permettant de prédire la valeur d'inductance ainsi que le modèle de simulation tout en faisant en sorte d'avoir une antenne pour effectuer les lectures lors des tests avec les étiquettes puisque ceux-ci doivent être faits à l'aide d'un analyseur réseau. La Figure 29 montre l'antenne fabriquée tandis que la Figure 30 montre la comparaison entre les résultats de simulation et ceux mesurés à partir de l'antenne fabriquée.



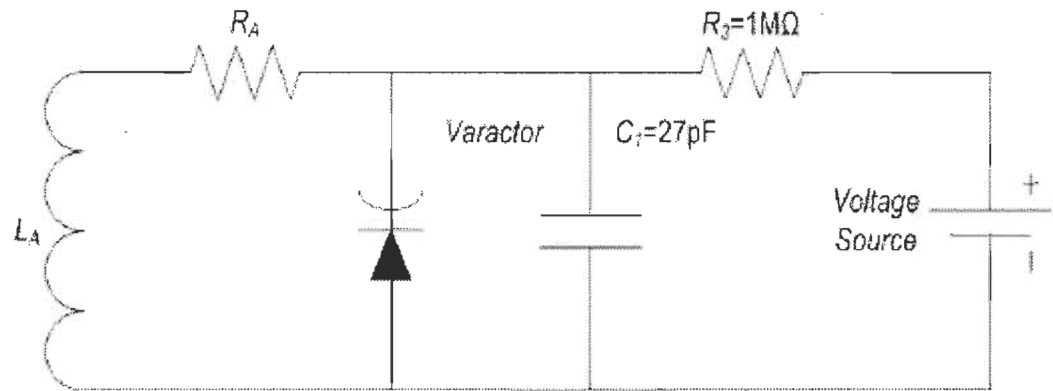


Figure 28 Schéma électrique de la première version de l'étiquette [14]

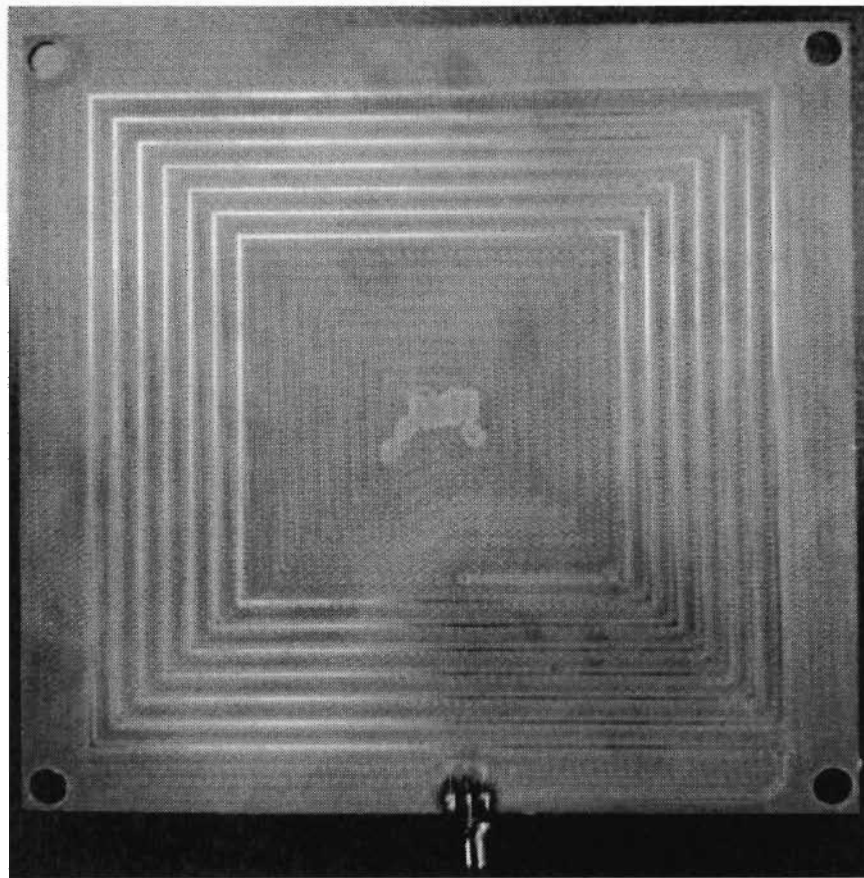


Figure 29 Antenne de lecteur fabriquée [14]

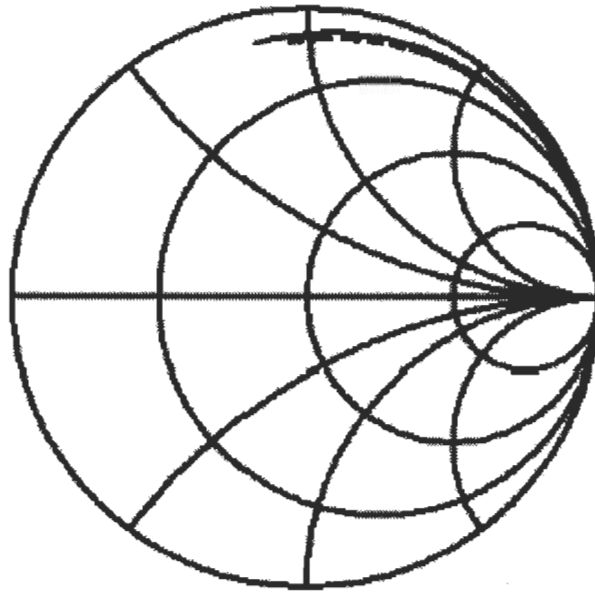


Figure 30 Comparaison entre les résultats de simulation et les mesures pour l'antenne du lecteur [14]

Comme le montre la Figure 30, les résultats obtenus à partir de l'antenne fabriquée sont très semblables à ceux prédits en simulation. De plus, comme il a été établi précédemment que la valeur théorique et que celles obtenues en simulation étaient comparables, il s'avère que les valeurs théoriques sont raisonnablement en accord avec celle mesurée à partir de l'antenne physique.

#### 3.2.4 Résultats (version 1 de l'étiquette)

À partir du circuit présenté à la Figure 28, le circuit de la Figure 31 a été fabriqué. Afin de tester ce dernier, nous avons utilisé un analyseur réseau et mesuré le paramètre  $S_{11}$ . Ce paramètre indique à quel point la puissance transmise vers le circuit testé est réfléchi vers l'analyseur. Tel que mentionné plus tôt, les tests sont effectués sans fil en branchant l'antenne présentée à la Figure 29 à l'analyseur réseau.

Donc, à partir de ce principe, on pouvait mesurer la fréquence de résonance de l'étiquette car c'est à cette fréquence que la puissance transmise sera maximisée. La Figure 32 montre la comparaison entre les valeurs théoriques, simulées et expérimentales pour la première version des étiquettes.

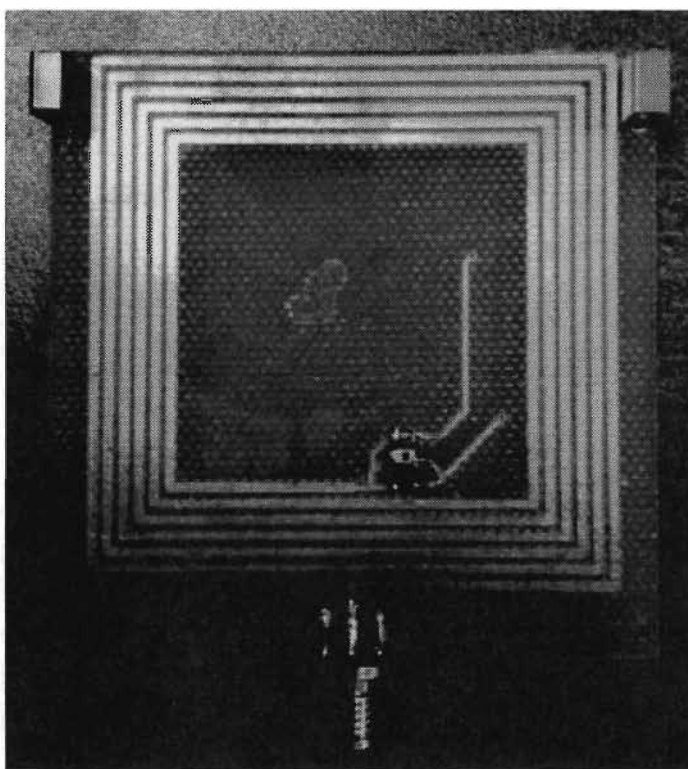


Figure 31 Circuit fabriqué pour la version 1 de l'étiquette [14]

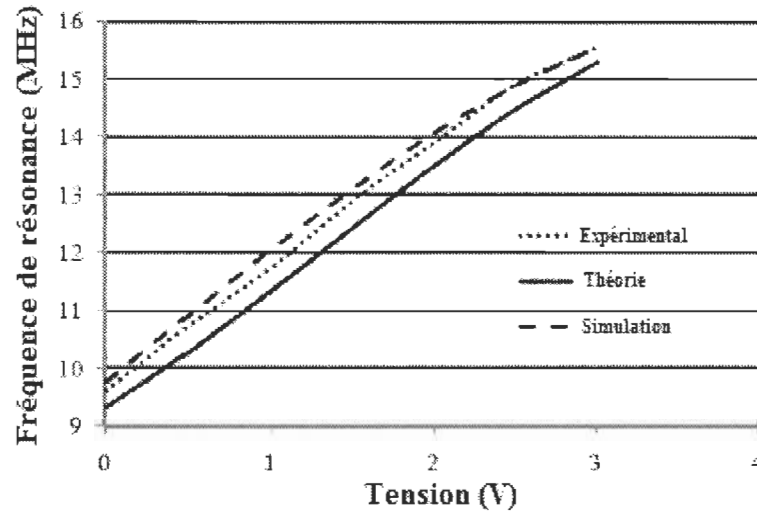


Figure 32 Comparaison entre les valeurs théoriques, simulées et expérimentales [14]

Comme on peut le constater à partir des résultats de la Figure 32, les valeurs simulées et expérimentales sont très similaires, mais les valeurs obtenues théoriquement présentent un écart plus important. Cette différence est principalement due au fait que, tel que mentionné plu tôt, les valeurs utilisées pour effectuer les calculs théoriques sont idéales et ne considèrent aucunement les imperfections ainsi que les modèles complets des différentes composantes du circuit. En ce qui a trait aux écarts observés entre les valeurs simulées et expérimentales, celles-ci sont attribuables principalement au fait que les composantes ont une tolérance, c'est-à-dire que bien que leur valeur soit donnée, celle-ci varie dans un certain intervalle. Par exemple, une variation de 1% d'une capacité peut faire dévier la fréquence de résonance de façon appréciable :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(0.99C)}} = 1.005f_0 \quad (3.9)$$

Si, par exemple, la valeur voulue de  $f_0$  est de 13,56 MHz, cette valeur sera plutôt de 13,63 MHz. En appliquant ce principe à toutes les composantes du circuit, on constate qu'un écart

non négligeable peut être occasionné par ce phénomène. Par ailleurs, la tolérance des composants utilisés dans la production des étiquettes était de  $\pm 5\%$ , ce qui, comme on a pu le voir avec l'exemple précédent, peut aisément être à l'origine des écarts observés.

En résumé, on peut donc constater que, bien qu'il puisse constituer un bon point de départ, le modèle théorique aurait besoin d'être raffiné au niveau du modèle des composantes du circuit et ce afin de prendre en compte les effets fréquentiels. Cependant, on a pu voir que le modèle de simulation permet d'obtenir une très bonne approximation d'un circuit réel en raison du faible écart entre les valeurs simulées et celles obtenues expérimentalement.

## **Chapitre 4 - Conception de la deuxième version des capteurs de tension**

### *4.1.1 Conception de l'antenne*

La seconde version de l'étiquette visait deux objectifs : la réduction de la taille du circuit ainsi que l'ajout d'une adresse à chacun des capteurs.

La réduction de la taille des circuits passait par la réduction de la taille des antennes. La principale contrainte au niveau de l'antenne est que, pour avoir une taille optimale des circuits, les composants sont insérés à l'intérieur de celle-ci et, donc, le rayon intérieur minimum est déterminé par ces mêmes composants. En second lieu, on désire avoir une valeur inductance aussi élevée que possible afin d'avoir un bon couplage (inductance mutuelle).

La seconde version de l'antenne de l'étiquette a donc été conçue avec plus d'enroulements et une longueur extérieure réduite. De plus, l'espacement entre les enroulements a été réduit autant que possible, la limite étant aux alentours de 0,5mm. Cette limite était due au procédé de fabrication, soit une fraiseuse (« milling machine »). En faisant fabriquer les circuits à l'aide d'une machine plus performante, cette tolérance aurait pu être réduite jusqu'à 0,05mm (2mils), soit par un facteur dix [9]. L'antenne simulée avait donc huit enroulements, une taille de 3,5cm par 3,5cm, une largeur de conducteur de 1mm et un espacement de 0,5mm entre les enroulements. La Figure 33 montre l'inductance simulée dans Momentum.

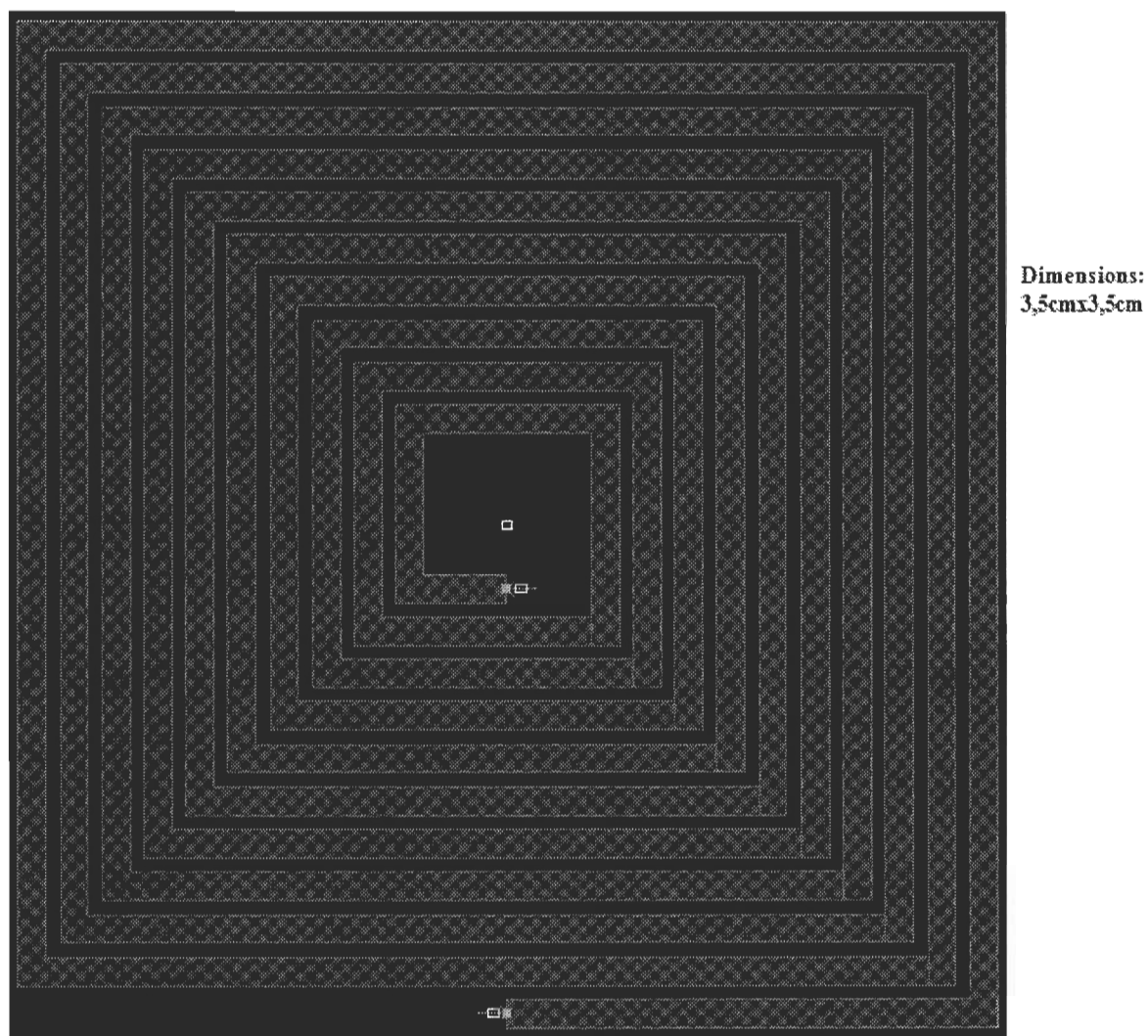


Figure 33 Antenne simulée pour la deuxième version de l'étiquette

Par calcul, on trouve avec 3.1 une valeur d'inductance de  $4,98\mu\text{H}$  et avec 3.2 on obtient une valeur de  $1,89\mu\text{H}$ . Par simulation, la valeur de l'inductance à  $13,50\text{MHz}$  est de  $2\mu\text{H}$ . Encore une fois, l'équation 3.2 se révèle être plus précise que l'équation 3.1.

Tout comme dans le cas des antennes simulées auparavant, il fallait ici aussi s'assurer que l'impédance de la bobine serait inductive sur la plage de fonctionnement prévue. La Figure 34 montre le résultat obtenu dans l'abaque de Smith. Comme désiré, l'impédance de la bobine est inductive sur toute la plage de fonctionnement.

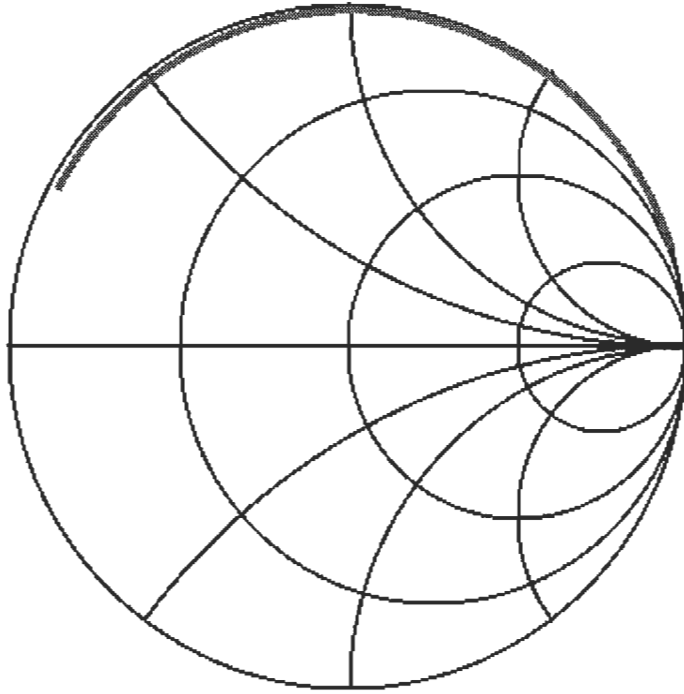


Figure 34 Résultats de simulation pour l'antenne de l'étiquette, deuxième version

#### 4.1.2 Conception de l'étiquette

Puisque le varactor utilisé pour le design est le même que celui de la première version, on pouvait facilement déterminer la valeur du condensateur fixe à ajouter à l'aide de l'équation 3.4. Cette valeur est de 39pF.

De la même façon que pour la précédente version de l'étiquette, on utilise l'équation du varactor et on l'insère dans celle de la fréquence de résonance pour obtenir la fréquence de résonance en fonction de la tension mesurée. Ici aussi, on peut négliger les termes d'ordre supérieur à un et obtenir une relation linéaire. Dans ce cas-ci, il s'agit de :

$$f_0 = 2,17V + 10,85 \quad (3.10)$$



La seconde partie de la conception consistait à ajouter une adresse aux étiquettes. Afin d'y parvenir, il a été décidé d'ajouter un second résonateur au circuit existant. Pour ce faire, deux possibilités ont été considérées : ajouter le second résonateur sur la face arrière de l'étiquette et ajouter le deuxième résonateur à côté du premier.

Dans le cas de l'option consistant à placer le résonateur d'adresse sur la face arrière du circuit, cela avait pour principal avantage de garder la taille des circuits identique à la version sans adresse. Cependant, puisque les deux bobines seront superposées, on pouvait se douter que celles-ci allaient être, du point de vue du champ magnétique, en série et que, par conséquent, les deux circuits allaient finalement n'en former qu'un seul.

À l'opposé, l'idée de placer le résonateur d'adresse à côté de celui servant à la mesure allait augmenter significativement la taille des circuits. Par contre, cette fois, en raison de la directivité de l'antenne (sa symétrie fait en sorte que le champ magnétique est principalement orienté de façon perpendiculaire à son plan), on pouvait s'attendre à ce qu'il n'y ait pas de couplage entre les deux circuits et ce même s'ils étaient rapprochés l'un de l'autre. Cela sera vérifié expérimentalement lors de prises de mesures.

Ici aussi, le circuit conçu a été simulé. Le même modèle PSPICE de base a été utilisé et un circuit LC supplémentaire a été ajouté en parallèle afin de modéliser le comportement désiré (voir Figure 35).

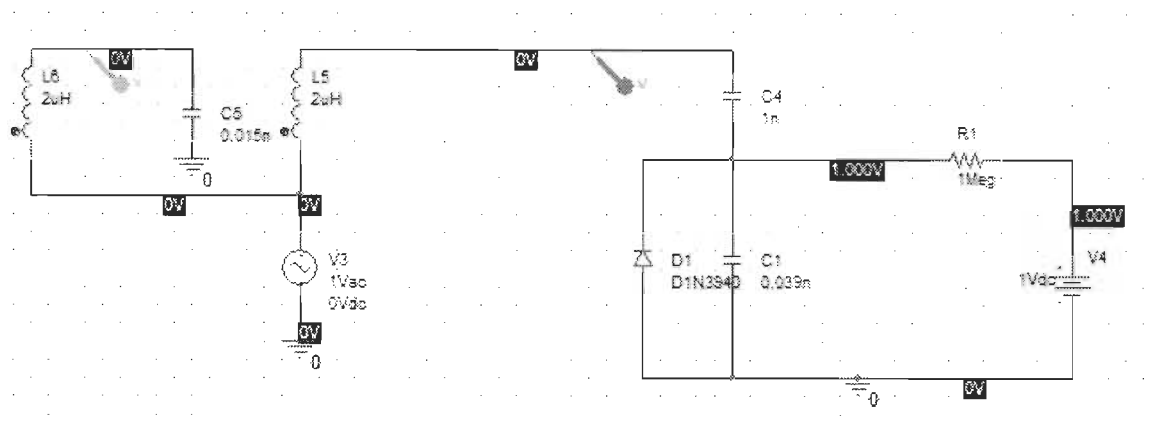


Figure 35 Modèle de simulation pour la deuxième version de l'étiquette

La simulation du circuit ci-haut a permis de confirmer qu'un circuit arrangé d'une telle façon permettrait bel et bien d'obtenir deux fréquences de résonance distinctes, comme le montre la Figure 36. La différence entre les tensions observées est due aux facteurs de qualités des résonateurs; le résonateur d'adresse, à droite, est un circuit LC pur, donc son facteur de qualité est très élevé.

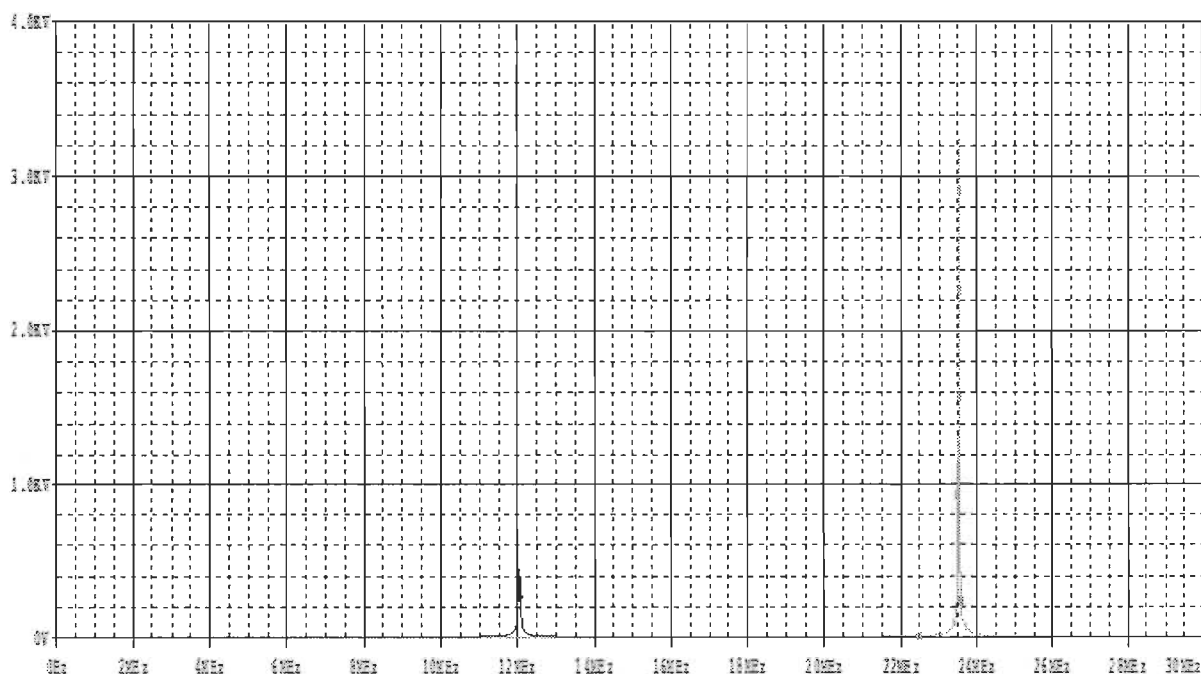


Figure 36 Résultat de simulation pour la deuxième version de l'étiquette

À partir des valeurs obtenues en simulation, il a été possible de trouver l'équation correspondant à la partie linéaire de la plage de mesure :

$$f_0 = 1,78V + 11,73 \quad (3.11)$$

où  $f_0$  est la fréquence de résonance en MHz et V est la tension en Volts.

Ici aussi, on observe une différence entre l'équation obtenue par la théorie et celle obtenue par simulation pour les mêmes raisons qui ont été mentionnées plus tôt.

À partir des développements présentés, deux types de circuits seront produits pour la deuxième version des étiquettes; une version avec des résonateurs superposés et une autre avec le résonateur d'adresse placé à côté de circuit de mesure. La Figure 37 montre le schéma électrique de la deuxième version des étiquettes.

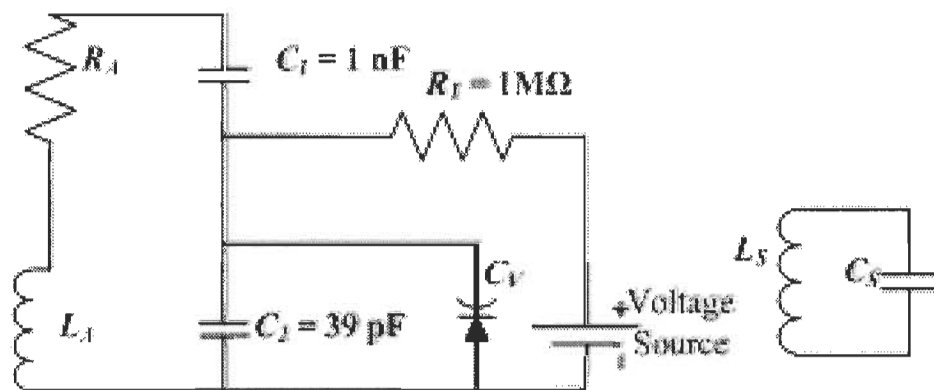


Figure 37 Schéma électrique de la deuxième version de l'étiquette [15]

#### 4.1.3 Résultats (version 2 des étiquettes)

À partir du schéma électrique présenté à la Figure 37, le circuit de la Figure 38 a été produit en plus d'une autre version qui avait pour différence que les résonateurs étaient placés chacun sur une face du circuit. En comparant avec la version 1 (Figure 31), on constate que la taille d'un résonateur a bel et bien été réduite par le redimensionnement de l'antenne, soit en tenant compte de l'espace minimum nécessaire à la disposition des composants à l'intérieur de l'antenne ainsi qu'en tirant le maximum du procédé de fabrication disponible afin de réduire autant que possible l'espacement entre les enroulements. Par ailleurs, la réduction de taille a fait passer la valeur d'inductance de 3 à 2  $\mu\text{H}$ , ce qui ne va pas trop à l'encontre de notre objectif initial qui était d'obtenir la plus grande valeur possible d'inductance.

Comme nous l'avons fait pour la version 1 des étiquettes, nous avons procédé à une comparaison entre les résultats théoriques, simulés et expérimentaux dans le but de s'assurer que les changements effectués n'avaient aucun impact notable sur le fonctionnement du circuit. La Figure 39 montre les résultats obtenus.

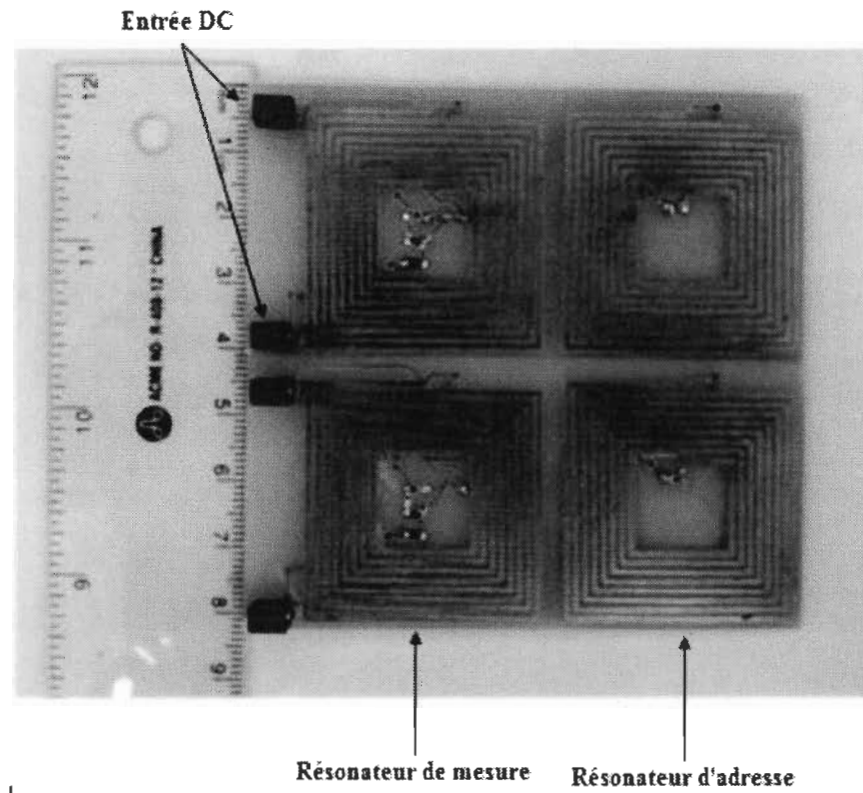


Figure 38 Un des circuits fabriqués de la version 2 des étiquettes [15]

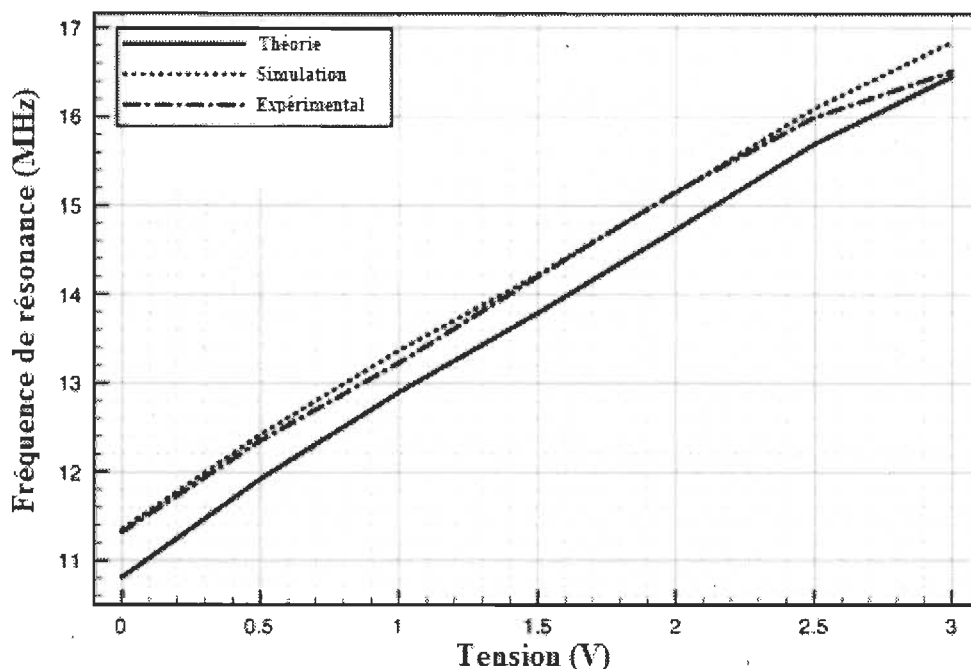


Figure 39 Comparaison entre les résultats théoriques, simulés et expérimentaux pour la version 2 des étiquettes [15]

Comme le montre la Figure 39, les résultats obtenus pour la version 2 sont très semblables à ceux obtenus avec la version 1, ce qui démontre que les changements apportés entre les deux itérations n'ont eu aucun effet néfaste sur le fonctionnement. Les écarts observés entre les valeurs théoriques, simulées et expérimentales sont également attribuables aux mêmes facteurs que ceux présentés à la section 1.2.4.

Dans un second temps, nous avons effectué des mesures avec les deux versions de la seconde génération des étiquettes afin de savoir si l'une ou l'autre des solutions de disposition du deuxième résonateur était valide. Dans le cas de la version avec résonateurs superposés, cela s'est avéré un échec; un seul pic était visible avec l'analyseur réseau. Cela s'explique par le fait que les champs magnétiques des deux bobines interféraient pour ne faire qu'un, ce qui explique la présence d'un seul pic. La deuxième option, consistant à placer les résonateurs

côte-à-côte a quant à elle été un succès. Comme prévu et voulu, deux pics distincts étaient présents lors de la mesure avec l'analyseur réseau.

En troisième lieu, nous désirions savoir si les résonateurs, lorsque près les uns des autres, allaient interférer ensemble, car nous avons émis l'hypothèse que la symétrie des antennes bobinées allait faire en sorte que leur champ magnétique allait être orienté de façon perpendiculaire à celles-ci, empêchant par le fait même toute interférence.

Dans un premier temps, nous avons mesuré chaque circuit individuellement afin d'en noter le comportement. Ensuite, en disposant les circuits de façon semblable à celle présentée à la Figure 38, nous avons effectué des mesures à l'aide d'un analyseur réseau et comparé celle-ci aux mesures individuelles. Suite à cette comparaison, l'absence de différence entre les mesures nous a permis de conclure que l'isolation entre les circuits, tel que désiré, était très bonne. De plus, ce test a permis de valider le concept d'adresse; en effet, nous avons pu observer deux pics distincts, un constant (adresse) et un autre variable (mesure fréquence-tension).

Cependant, un problème majeur est rapidement devenu évident; chaque mesure devait être prise individuellement étant donné que chaque capteur partage la même plage de fréquence pour la mesure de tension. Bien entendu, il serait possible d'attribuer une plage pour chaque capteur, mais une telle solution devient rapidement inacceptable lorsque le nombre d'étiquettes devient important, comme ce serait le cas dans une pile à combustible, par exemple. Il aurait donc été nécessaire d'y aller d'une troisième itération pour enrayer ce problème. Bien qu'elle n'ait pas été totalement développée, cette solution sera présentée au chapitre suivant.

## 4.2 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes étapes de la conception d'une antenne bobinée ainsi que d'une étiquette RFID utilisée comme capteur de tension.

Dans un premier temps, nous avons présenté la conception d'une antenne utilisée dans la bande HF consistant en un enroulement de conducteur imprimé sur un substrat. Pour ce faire, on a procédé au calcul de l'inductance à l'aide de deux équations (3.1 et 3.2) et on a ensuite procédé à la simulation de la bobine su Momentum pour valider les valeurs calculées et s'assurer que l'impédance était inductive sur toute la plage de fonctionnement visée. Les résultats expérimentaux sont ensuite venus valider la conception.

Deuxièmement, on s'est penché sur la conception d'une première version du capteur RFID. On a d'abord répété la première partie du chapitre afin de créer l'antenne du circuit, qui allait également servir d'inductance dans le circuit résonant. Ensuite, le reste du circuit résonant a été conçu à l'aide, en particulier, d'un varactor. Les concepts théoriques ont ensuite été validés en simulant le circuit avec PSPICE. Enfin, une version physique du circuit a été produite et à l'aide de celle-ci, il a été possible de valider la conception. Certains écarts ont été observés et ceux-ci sont attribuables soit à la modélisation (écart entre théorie et simulation et théorie et valeurs expérimentales), soit à la tolérance des valeurs des composants (écarts entre simulation et valeurs expérimentales).

Finalement, une seconde version de l'étiquette RFID a été présentée. Les deux étapes précédentes ont été reprises afin de créer l'antenne et le circuit résonant et on a ensuite présenté deux façons d'ajouter une adresse aux étiquettes; placer un résonateur d'adresse sur la face arrière du circuit et placer le circuit d'adresse à côté de celui servant à la mesure. Selon les prévisions, on s'attend à ce que la méthode consistant à placer le résonateur



d'adresse à côté du circuit de mesure fonctionne, contrairement à l'option de le placer sur la face arrière du circuit. La validation à l'aide de circuits physiques a révélé que la réduction de taille des étiquettes n'a aucunement affecté le fonctionnement et, de plus, a permis de conclure que seule l'option de placer le second résonateur à côté du premier était viable. Par contre, bien que le concept d'adresse ait été validé, nous avons constaté que les mesures doivent être prises individuellement puisque la plage de fréquence pour la mesure de tension était commune à toutes les étiquettes. En revanche, une solution, partiellement validée, avait été développée et sera présentée dans le chapitre subséquent.

## Chapitre 5 - Travaux futurs et conclusion

### 5.1 Solution au problème de lecture simultanée

#### 5.1.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons établi que, malgré leur bon fonctionnement, la deuxième version des capteurs de tension souffrait d'un problème, soit celui de devoir être lu individuellement. La présente section détaillera les fondements d'une solution visant à enrayer ce problème et ce sans avoir à développer une nouvelle génération d'étiquettes.

#### 5.1.2 Concept d'adresse révisé

Dans la seconde version des étiquettes, l'adresse se résumait physiquement en un second résonateur à fréquence fixe. Comme mentionné au chapitre précédent, attribuer une plage de fréquence pour chaque étiquette se serait avérer beaucoup trop coûteux en largeur de bande. L'option d'ajouter des composants physiques faisant en sorte d'agrandir les dimensions des circuits était également très peu attrayante puisque cela allait à l'encontre de l'objectif initial qui était d'avoir une taille aussi petite que possible pour les capteurs.

Il s'est donc avéré plus avantageux de repenser la façon d'effectuer les lectures plutôt que d'y aller d'une itération supplémentaire. L'idée était donc d'attribuer l'espacement en fréquence entre la fréquence de résonance fixe et celle de la lecture. Mathématiquement, cela revient à soustraire une constante à une fonction linéaire, ce qui a pour résultat une autre fonction linéaire « décalée ». Comme chaque étiquette possède sa propre adresse, chaque

circuit aura par le fait même sa propre fonction d'adresse. Au moment de la lecture, le lecteur emmagasine toutes les fréquences de résonances et cherche à apparier fréquence de mesure de tension et fréquence d'adresse à partir des fonctions uniques contenues dans son microprocesseur. Bien sûr, cette solution est limitée par le fait qu'un nombre fini d'étiquettes peuvent être utilisées à l'intérieur d'une même plage de fréquence. Le nombre exact étant déterminé par la tolérance des composants du circuit et la capacité du lecteur à discriminer les fréquences de résonance. De plus, chaque lecteur doit être configuré pour un groupe de capteurs donné, car autrement ce dernier ne « connaîtra » pas les étiquettes. En revanche, le système ayant été conçu pour monitorer des piles à combustibles, on peut supposer que les reconfigurations seraient assez peu fréquentes et que cela ne serait pas un obstacle majeur.

## **5.2 Structure possible pour un lecteur**

### *5.2.1 Introduction*

En raison de sa méthode de lecture relativement particulière, un lecteur générique n'aurait pu répondre à nos besoins. Cette section présentera donc la structure générale que pourrait avoir un lecteur pour les étiquettes présentées précédemment.

### *5.2.2 Structure générale du lecteur*

La Figure 40 présente la structure générale que pourrait avoir le lecteur permettant de relever les informations des étiquettes.

D'abord, un oscillateur contrôlé par une tension (VCO) permet d'effectuer un balayage en fréquence. La tension utilisée pour générer la fréquence est générée par le microprocesseur du lecteur via un convertisseur numérique à analogique (DAC) puisque bien que la plupart

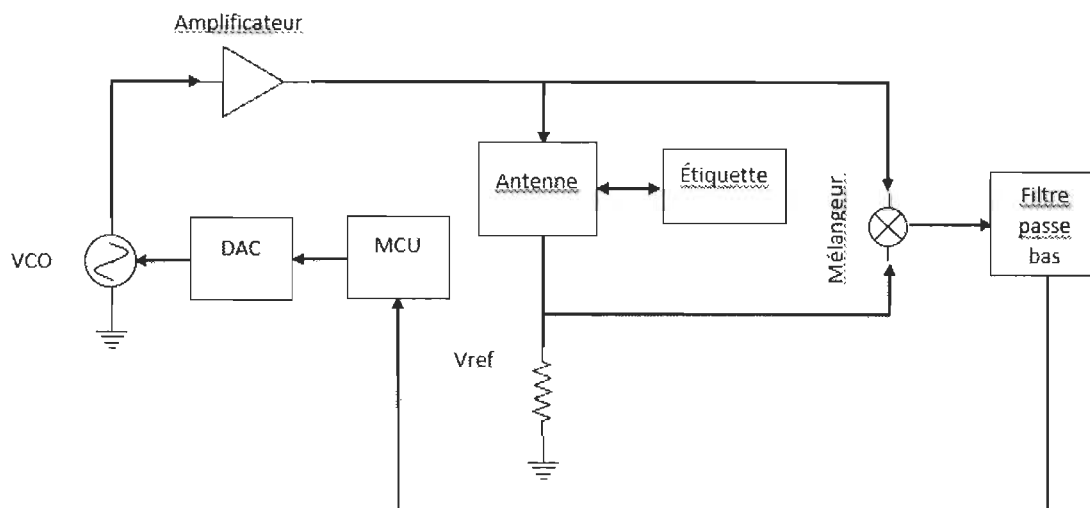


Figure 40 Structure générale du lecteur

des circuits programmables contiennent un ou plusieurs convertisseurs analogiques à numériques, beaucoup n'offre pas la possibilité inverse (DAC).

Par la suite, le signal généré par le VCO est amplifié, bien que cette étape soit optionnelle. En effet, il se peut que la puissance du signal généré par le VCO soit suffisante pour effectuer la lecture, ce qui permet de retirer l'amplificateur de la chaîne.

Le signal est ensuite envoyé, entre autres, vers l'antenne qui interroge une ou des étiquettes et, selon la fréquence émise, l'impédance vue par l'antenne variera et, de ce fait, la tension  $V_{ref}$  variera elle aussi.

La tension  $V_{ref}$  ainsi que le signal de l'oscillateur sont par après envoyés vers un mélangeur et on retrouvera donc en sortie deux fréquences, soit  $2f_0$ , le double de la fréquence émise par le VCO et une tension continue.

Des deux fréquences en sortie du mélangeur, seule la tension continue sera utilisée afin de détecter la fréquence de résonance du circuit mesuré; on placera donc un filtre passe-bas en sortie du mélangeur afin de ne conserver que la tension continue. Finalement, cette même tension sera convertie sous forme numérique par le microprocesseur.

### *5.2.3 Détermination de la fréquence de résonance*

La façon de procéder afin de déterminer la ou les fréquences de résonance sera basée sur un repérage de minimums. Lorsque le lecteur émettra un signal autour de la fréquence de résonance de l'étiquette, celle-ci absorbera progressivement plus de puissance au fur et à mesure que la fréquence émise s'approchera de la fréquence de résonance pour atteindre un maximum. Une fois la fréquence de résonance dépassée, le circuit absorbera de moins en moins de puissance. Du côté du lecteur, cela se traduira par une baisse de tension suivi par une hausse. En enregistrant les différentes valeurs de tension converties pour un balayage en fréquence complet, on pourra déterminer les fréquences de résonance puisqu'elles correspondront aux fréquences où des minimums de tension auront été enregistrés.

Outre la structure présentée, il y aurait bien entendu d'autres éléments à ajouter tel qu'un affichage, mais comme ces éléments relèvent davantage du domaine applicatif que scientifique, ces détails seront omis dans le présent texte.

### 5.3 Projets possibles

#### 5.3.1 *Capteur de pression/force*

Bien que le présent ouvrage traite de capteurs de tension, il serait possible de créer des étiquettes fonctionnant par couplage inductif permettant de mesurer d'autres quantités physiques. À partir de ce qui a déjà été présenté, il pourrait être possible de créer un capteur de pression en venant ajouter, par exemple, un cristal piézoélectrique au circuit. Puisqu'un cristal piézoélectrique soumis à une déformation génère une tension proportionnelle à la force ou pression exercée sur lui, il serait possible de concevoir ces types de capteurs et les rendre capables d'opérer sans fil en milieu hostile.

#### 5.3.2 *Capteur de flexion*

Puisque la valeur d'une inductance peut varier non seulement en raison de ses dimensions physiques mais également en fonction de son rayon de courbure, il serait possible, à condition de fabriquer des étiquettes sur des substrats flexibles, de créer des capteurs de flexion. Contrairement aux capteurs de tension présentés plus tôt, l'élément variable ici serait l'inductance et il serait possible d'établir un lien entre la flexion de l'élément sur lequel le capteur est apposé et la fréquence de résonance de l'étiquette. Puisque l'inductance diminue à mesure que la flexion gagne en importance, on s'attendrait à obtenir une courbe croissance pour la relation fréquence de résonance en fonction de la flexion.

#### 5.3.3 *Exploration de différentes techniques de fabrication*

Dans le chapitre 2, nous avons présenté un article [5] dans lequel les auteurs ont conçu un capteur d'humidité en utilisant des procédés de microfabrication. Dans un premier temps, nous avons choisi d'explorer la technologie la plus simple afin d'évaluer le potentiel du

couplage inductif pour créer une étiquette RFID utilisée comme capteur de tension. De plus, il serait intéressant éventuellement d'emprunter la voie de la microfabrication à la fois pour tenter de réduire davantage la taille des circuits mais également pour essayer d'obtenir des composants ayant un facteur de qualité plus élevé, car cela permettrait à la fois d'augmenter la précision des mesures dans un premier temps puisqu'un facteur de qualité élevé rend plus étroite la bande autour de la fréquence de résonance et, deuxièmement, en raison de la bande plus étroite autour de la fréquence de résonance, la largeur de bande totale utilisée par les capteurs s'en trouverait aussi réduite.

#### **5.4 Conclusion**

Le présent document a fait état du développement d'un capteur sans fil basé sur le couplage inductif ayant pour objectif de monitorer les cellules d'une pile à combustible individuellement.

L'idée de base a été d'utiliser un circuit LC résonant avec un élément variable (varactor) sensible. La capacité de la diode variant en fonction de la tension continue à ses bornes, cela a permis d'établir une relation linéaire entre la fréquence de résonance du capteur et la tension mesurée par celui-ci. Par la suite, un second résonateur a été ajouté afin de pouvoir identifier chacun des capteurs de façon unique en attribuant une fréquence de résonance dans une plage prédéterminée. Cependant, cette méthode empêchait la lecture simultanée et le concept a dû être revu. La décision finale consistait en la modification de la méthode de lecture plutôt qu'en la production d'une troisième génération de capteurs. Au lieu de considérer seulement la fréquence de résonance du second résonateur, on utilise plutôt l'espacement fréquentiel entre la fréquence d'adresse et celle de mesure, ce qui permet d'obtenir une fonction linéaire unique pour chaque étiquette.

Le capteur final réalisé permet donc la mesure d'une tension continue pouvant être réajustée en fonction de l'élément sensible (varactor). De plus, il a été conçu de façon à avoir une bonne isolation électrique, est entièrement passif, sans fil, peut être utilisé en milieu hostile de par sa fréquence de fonctionnement (autour de 13,56 MHz). Finalement, ce capteur a été mis en réseau, ce qui vient compléter les exigences énumérées dans le cahier des charges au chapitre 1.



## Bibliographie

- [1] K. Finkenzeller, « RFID Handbook », 3<sup>e</sup> ed., J. Wiley and sons, 2010.
- [2] [En ligne] <http://www.wirelesspowerconsortium.com/technology/basic-principle-of-inductive-power-transmission.html>
- [3] S. Bhadra, G. E. Bridges, and D. J. Thomson and M. S. Freund « Electrode Potential-Based Coupled Coil Sensor for Remote pH Monitoring », *IEEE Sensors Journal*, vol. 11, pp. 2813-2819, Novembre 2011.
- [4] B. E. Horton, S. Schweitzer, A. J. DeRouin and K. G. Ong « A Varactor-Based, Inductively Coupled Wireless pH Sensor », *IEEE Sensors Journal*, vol. 11, pp. 1061-1066, Avril 2011.
- [5] T. J. Harpster, B. Stark, and K. Najafi, « A Passive Wireless Integrated Humidity Sensor », *Micro Electro Mechanicals Systems*, Novembre 2001.
- [6] M. T. P. Silva, F. H. Vasconcelos, « Temperature Sensing System With Short Range Wireless Sensor Based on Inductive Coupling », *IEEE Sensors Journal*, vol. 11, pp. 2469-2478, Octobre 2011.
- [7] S. Duric, L. Nad, B. Biberdzic, M. Damjanovic and Lj Zivanov « Planar Inductive Sensor for Small Displacements », *International Conference on Microelectronics, Mai 2008*.
- [8] C. Surman, R. A. Potyrailo, W. G. Morris, T. Wortley, M. Vincent, R. Diana, V. Pizzi, J. Carter, G. Gach « Temperature-independent passive RFID pressure sensors for single-use bioprocess components », *2011 International Conference on RFID*, Septembre 2011.
- [9] S. Preradovic, N. Karmakar, « Chipless Millimeter Wave Identification (MMID) Tag at 30 GHz », *41<sup>st</sup> European Microwave Conference*, Octobre 2011.
- [10] [En ligne] [www.evel.clemson.edu/emc/calculators/Inductance\\_Calculator/square.html](http://www.evel.clemson.edu/emc/calculators/Inductance_Calculator/square.html)
- [11] S. S. Mohan, M. M. Hershenson, S. P. Boyd and T. H. Lee, « Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductors », *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, pp 1419-1424, Octobre 1999.
- [12] [En ligne] <http://www.intusoft.com/articles/inductor.pdf>

[13] [Enligne]

[www.skyworksinc.com/uploads/documents/SMV1247\\_SMV1255\\_Series\\_200061P.pdf](http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/SMV1247_SMV1255_Series_200061P.pdf)

[14] K. Dionne, H. El-Matbouly, F. Domingue and L. Boulon, « A General Purpose Inductively Coupled Voltage Sensor », *2012 IEEE RFID-TA*, Novembre 2012.

[15] K. Dionne, H. El-Matbouly, F. Domingue and L. Boulon, « A Chipless HF RFID Tag with Signature as a Voltage Sensor », *2012 IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems*, Novembre 2012.

[16] [En ligne] <http://www.rfidjournal.com/faq/show?85>

## **Annexe A – A General Purpose Inductively Coupled Voltage Sensor**

*Kevin Dionne, Hatem El-Matbouly, Frédéric Domingue, Loïc Boulon*

Laboratoire de microsystemes et télécommunications

Université du Québec à Trois-Rivières

Québec, Canada

# A General Purpose Inductively Coupled Voltage Sensor

**Abstract** —This paper presents a passive, wireless, general purpose inductively coupled RFID tag as a voltage sensor. The tag's circuit mainly comprises a square loop antenna, a fixed capacitor and a varactor used as a voltage controlled capacitor. The voltage sensing relies on the frequency shift caused by the variation of the varactor's capacitance which, in turn, depends on the applied DC voltage across its terminals. This paper also presents a practical approach to development for varactor-based LC circuits, a general simulation method and compares the predicted results with experimental data measured using a fabricated device. A linear response was achieved for a range of 0 to 3V with the fabricated sensor.

**Keywords**—Inductive coupling, passive, RFID, varactor, voltage sensor, wireless.

WITH wireless sensor networks becoming increasingly popular and the need to measure different parameters and transmit them over those networks, the demand for low cost, low energy consumption and wireless sensors has never been greater. [1] and [2] successfully used varactors in order to build pH sensors and were able to obtain a linear response despite the fact that a varactor is a nonlinear device. Building upon this, the goal of this paper is to propose a quick method that can be used to develop a model as well as a template that can be used to produce variety of wireless sensors and transducers.

Industrial environment can be hostile to the transmission of electromagnetic waves, so wireless sensors able to respond correctly in such conditions are also necessary. RFID technology offers a variety of transmission modes like inductive coupling [5], backscattering [5], and capacitive coupling [5]. Inductive coupling, which operates by transmitting a magnetic field as opposed to higher frequency devices transmitting both an electrical and magnetic field, is well adapted to metallic environments often found industries. Moreover, inductive coupling is intended for short range transmission, making it well suited to applications requiring multiple sensors in close proximity.

## THEORY AND SIMULATION

### A. Theory

The equivalent circuit of the tag is presented in Fig. 1, with  $L_A$  and  $R_A$  being the coil antenna and the resistance of the coil antenna respectively. Capacitor  $C_I$  is used to center the resonant frequency range around 13.56 MHz and the varactor diode is used as a voltage controlled capacitor in order to cause a resonant frequency shift as the voltage from the DC source varies. Finally, the DC voltage is fed through resistor  $R_I$  to avoid the propagation of the high frequency signal into the voltage source. It should be noted that no decoupling capacitor was added in series with the antenna to avoid a voltage drop across  $R_I$  since the vector network analyzer used to test the prototype included a DC block capacitor.

By making the assumption that, from the high frequency point of view, the branch of the circuit consisting of  $R_I$  in series with the voltage source acts as an open circuit, the resulting HF circuit is a resonant LC series circuit, whose resonant frequency is given by

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_A + (C_V + C_I)}} \quad (1)$$

where  $f_0$  is the resonant frequency in Hertz,  $L_A$  is the inductance of the coil antenna,  $C_V$  is the capacitance of the varicap diode and  $C_I$  is the capacitor used to center the resonant frequency range around 13.56 MHz.

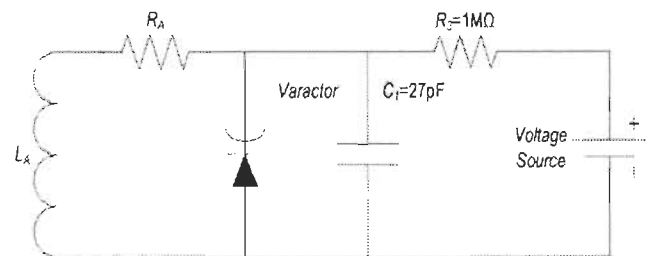


Fig. 1. Equivalent circuit of the tag

Using the values of a varactor's capacitance for different voltages given in the datasheet, one can obtain the equation of the varactor's capacitance as a function of the voltage

across its terminals. By using analytical fit, it was possible to obtain the varactor's equation.

From the preceding method, we found that the varactor used in the design of our prototype had the following equation:

$$C = (-0.05 \cdot V^3 + 7.44 \cdot V^2 + 38.01 \cdot V + 68.82) \cdot 10^{-12} \quad (2)$$

where  $C$  is the varactor's capacitance in farads and  $V$  is the DC voltage of the source. By inserting (2) into (1), we were able to obtain the resonant frequency as a function of the voltage of the source:

$$f_0 = -0.06 \cdot V^3 + 0.16 \cdot V^2 + 2.01 \cdot V + 9.28 \quad (3)$$

where  $f_0$  is the circuit's resonant frequency in MHz and  $V$  is the source voltage. Plotting the above equation gave the curve shown in Fig. 2.

As can be seen by inspecting the curve, the portion below 3V can be approximated by a linear function. This is due to the fact that the higher order terms of the curve's equation can be neglected when the applied voltage is below 3V.

Building upon this result, the effects of the varactor on both the linearity and on the bandwidth were investigated. Fig. 3 shows the predicted results for three different hyperabrupt varicap diodes. Upon inspection of Fig.3, it can be noticed that the wider the capacitance range is for a given varactor, the wider the linear voltage range will be. However, the tradeoff of an increased linear voltage range is increased consumed bandwidth. On the other hand, it is possible to maintain bandwidth relatively small if a limited linear voltage range is needed. In this case, the design challenge resides in the quality factor of the fabricated tag. Indeed, in such a circuit, the narrower the desired bandwidth is, an increasingly high quality factor is needed in order for the frequency peak or frequency dip to be as sharp as possible to avoid reading errors.

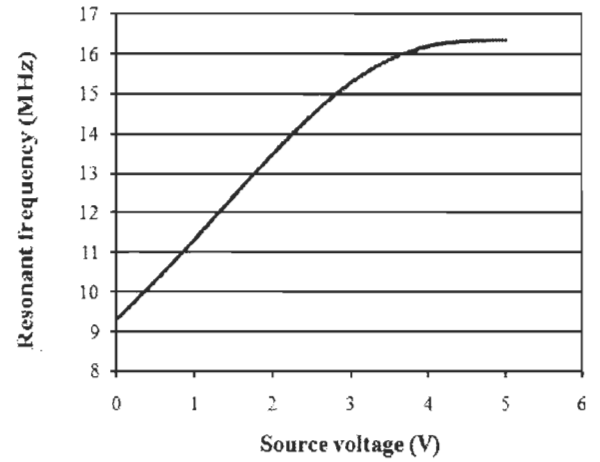


Fig. 2. Theoretical resonant frequency vs source voltage

### B. Circuit Simulation

The coil antenna was first simulated using Agilent's Advanced Design System (ADS Momentum). The antenna was defined as a 2 port component with 1 ground reference. The coil used was a square loop antenna of 11 cm × 11 cm with a conductor width of 0.5 mm and 4 mm spacing between the conductors. Finally, the coil had 7 turns. Since the antenna was to be used at different frequencies as opposed to classical RFID systems, the simulation was done on an interval ranging from 1 MHz to 25 MHz. ADS Momentum allows substrate and environment definition, so the simulated coil was assumed to be printed on FR4 substrate (1.5 mm) and surrounded by air. A SPICE model of the equivalent circuit was developed afterwards. The simulated circuit was identical to the one presented in Fig.1, with the inductance value being 3.05 μH and the coil resistance being 4 ohms. The varactor model was built based upon the parameters given in the datasheet of the varicap diode used in the prototype. The simulated SPICE model was used to both test the validity of the circuit and to compare simulated results with experimental and theoretical data.

## EXPERIMENTAL RESULTS

### A. Antenna

A prototype antenna ( Fig. 5 ) was produced. The fabricated coil had the same dimensions and characteristics to the one previously simulated in Momentum. Characterization was done using a vector network analyzer and the comparison between the printed antenna and the simulated one is shown in a Smith chart in Fig.4., with the solid curve being the simulated antenna and the dashed curve being the fabricated one.

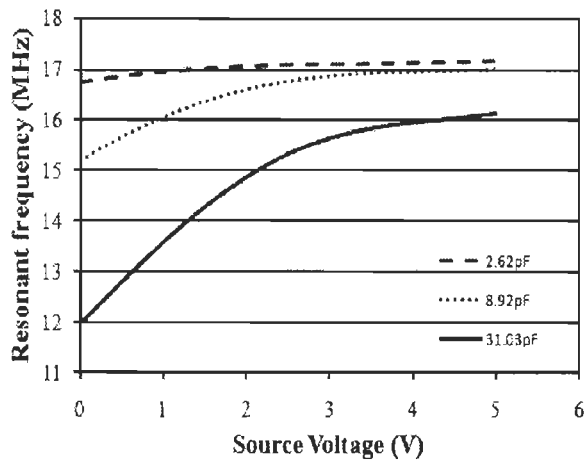


Fig.3 . Resonant frequency vs source voltage for various varactors

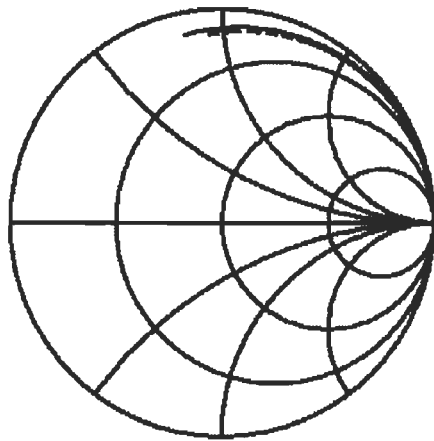


Fig. 4. Frequency response of the simulated antenna (solid) and the fabricated antenna (dashed)

The curves show that the Momentum model used allows accurate prediction of the antenna's behavior over a frequency span. The differences between simulated and measured results can be explained by the fact that the simulated model did not include the additional traces that were needed to connect the antenna to the SMA connector.

According to Fig. 4, the impedance seen from the generator varies with frequency. In most RFID systems, the main concern is the behavior of the antenna at a certain frequency, but in the present case, the tag was designed to operate at different frequencies. Indeed, it is important to make sure the coil antenna will be seen as an inductor at all operating frequencies, as an antenna seen as a capacitor could lead to a reduced range of operation or render the tag useless.

#### B. Voltage Sensor

The experimental setup used to test the fabricated tag (Fig. 6) included the vector network analyzer previously mentioned and a DC voltage source. The tag was tested as a one port system. Since the voltage source could not indicate

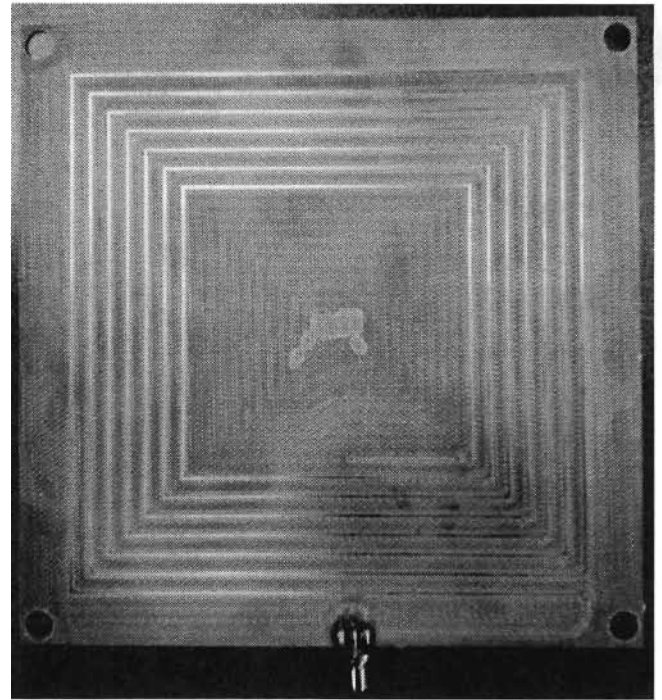


Fig.5 . Fabricated prototype antenna

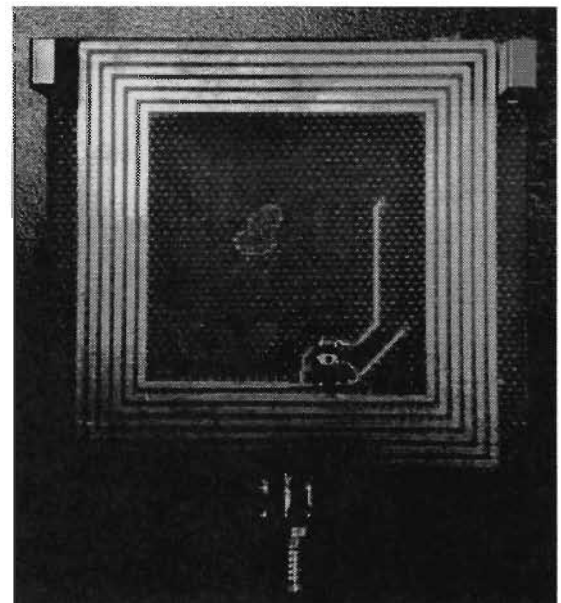


Fig. 6. Fabricated voltage sensing RFID tag

a precise enough voltage value, a digital multimeter was used to obtain a higher degree of precision. The value of the resonant frequency was obtained by reading the  $S_{11}$  scattering parameter; a resonating series LC circuit will exhibit an impedance dip, which translates into a  $S_{11}$  dip. Fig. 7 shows the comparison between theoretical, simulated and measured results.

From Fig. 7, one can easily derive the equation of the resonant frequency as a function of the applied voltage:

$$f_0 = 2.04 * V + 9.79 \quad (4)$$

with  $f_0$  in MHz and  $V$  in volts. Equation (4) can be reworked to obtain the voltage as a function of the resonant frequency:

$$V = 0.49 * f_0 - 4.80 \quad (5)$$

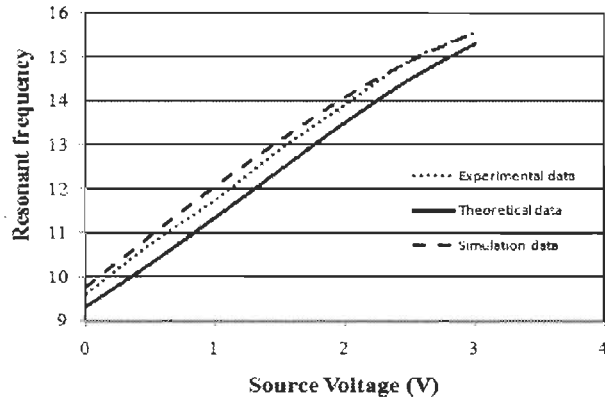


Fig. 7. Comparison between theoretical, simulation and experimental data for the tag's resonant frequency

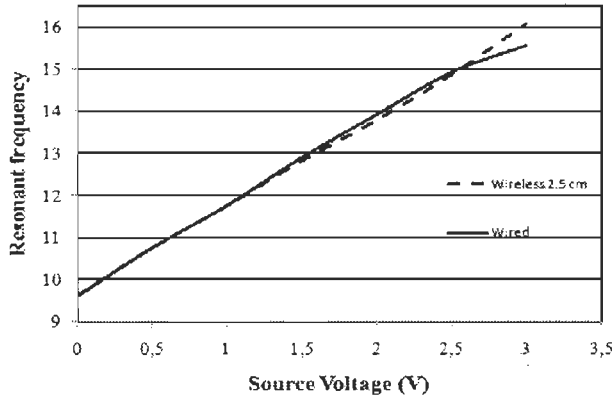


Fig. 8. Comparison between wired and wireless readings with a reading distance of 2.5 cm

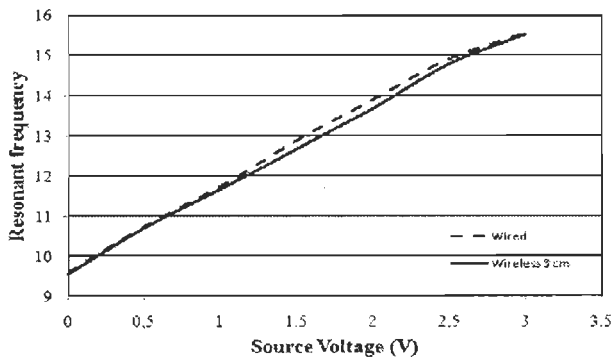


Fig. 9. Comparison between wired and wireless readings with a reading distance of 3 cm

The anticipated linearity in the 0 to 3V range was verified and the simulated model is also validated. While the experimental and simulated results agree with each other, theoretical values are slightly apart. Analytical fit, which is an approximate method, was used to obtain (1), (2) and (3). Therefore, variations are to be expected, although the proposed method will give a fair approximation of the behavior of a real circuit in a short amount of time.

After tests were done using 1 port, a wireless reading test was performed. Reading was done at a distance of 2.5 cm and 3 cm and the reader antenna used was the prototype antenna shown in Fig. 5. Fig. 8 and Fig. 9 show the results of the wired and the wireless reading tests for a 2.5 cm and 3 cm separation between the reader antenna and the sensing circuit. Consequently with what was reported in [2], the circuit began manifesting nonlinear effects when the separation distance was too small. The minimum distance between the interrogator coil and the tag was found to be approximately 3 cm in our case. As for the maximum reading distance, it was 5 cm.

## CONCLUSION

A low cost, wireless, general purpose voltage sensor was fabricated and presented. Voltage change was translated as a resonant frequency shift of a series LC circuit using a varactor acting as a voltage controlled capacitor. A simple model was developed and shown to be fairly precise compared to practical results. It was shown that linearity could be achieved with a hyperabrupt varicap diode. The voltage linearity range was also shown to be controllable since linearity is achieved in the brusque capacitance variation range of a device; thus, the voltage linearity range can be adjusted by choosing the right varactor. Wireless tests yielded results that were in accordance with previously published work and, provided that the minimum distance between the interrogator coil and the sensing circuit was kept, linear response and accuracy was kept. Moreover, the operating frequency being relatively low, the proposed RFID tag is well suited to industrial conditions, which often involves metallic objects, since inductive coupling transmits a magnetic field as operation is kept in the near field region.

While being fully functional, the proposed RFID tag also suffers from limitations. Inductive coupling inherently offers a limited reading range, making long distances applications impossible. Linear range can be increased, but this comes at the expense of an increased bandwidth. In the case where limited bandwidth is needed, designers are faced with the challenge of producing circuits with an increasingly high quality factor, as frequency variations tend to decrease as the junction capacitance range of a particular varactor decreases.

Even the mentioned limitations, the proposed wireless sensor can be used as a template in which the DC voltage source can be replaced with a circuit capable of translating a particular physical or chemical phenomenon into a DC voltage, thus making the sensing circuit into a wireless sensor.

## REFERENCES

- [1] B.E. Horton, S. Schweitzer, A.J. DeRouin and K.G Ong, "A varactor-based, inductively coupled wireless pH sensor," *IEEE Sensors Journal*, vol. 11, pp. 1061-1066, April 2011.
- [2] S.Bhadra, G.E Bridges, D.J Thomson and M.S Freund, "Electrode potential based coupled coil sensor for remote pH sensing," *IEEE Sensors Journal*, vol. 11, pp. 2813-2819, November 2011.
- [3] R. Nopper, R. Niekrawietz and L.Reindl, "Wireless readout of passive LC sensors," *IEEE Trans. on instrumentation and measurement*, vol. 59, pp. 2450-2457, September 2010.
- [4] A.R Harish and M. Sachidananda *Antennas and wave propagation*. Oxford, NY: Oxford, 2007, pp. 117-127.
- [5] K Finkenzeller RFID Handbook. The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex, England: John Wiley and sons Ltd 2003, pp. 41-47



## **Annexe B – A Chipless HF RFID Tag with Signature as a Voltage Sensor**

*Kevin Dionne, Hatem El-Matbouly, Frédéric Domingue, Loïc Boulon*

Laboratoire de microsystemes et télécommunications

Université du Québec à Trois-Rivières

Québec, Canada

## A Chipless HF RFID Tag with Signature as a Voltage Sensor

Kevin Dionne<sup>\*(1)</sup>, Hatem El Matbouly<sup>(1)</sup>, Frédéric Domingue<sup>(1)</sup>, and Loïc Boulon<sup>(1)</sup>

(1) Université du Québec à Trois-Rivières, Trois-Rivières, Canada

E-mail : kevin.dionne@uqtr.ca

### Introduction

Today's industry witnesses a huge demand for wireless sensor networks that can operate in rough environment conditions. The wireless sensors need to be both accurate and very reliable in order to be able to operate under these conditions. This paper presents a low power consumption, low cost RFID tag used as voltage sensor. The proposed voltage sensor is based on  $LC$  inductive coupling resonator with a varactor [1,2,3] operating in the high frequency (HF) band. In the present RF voltage sensor tag, an  $LC$  circuit has been introduced as an identification signature circuit. Contrary to the earlier implementation [5] which included both a power amplifier and a receiving antenna, the new tag circuit is powered only by the reader signal and requires one antenna for signal transmission and reception.

The presented voltage sensor has the advantages of being wireless and passive with low short distance attenuation due to the magnetic coupling, which allows voltage detection under different environmental conditions. It provides a linear response with a fast response time. The sensor can be used in different applications to monitor the voltage of batteries or high power systems without the risk of damaging expensive equipment.

### Theory and operating principle

The equivalent circuit of the proposed tag is shown in Fig.1.  $L_A$  and  $R_A$  are the coil antenna's inductance and resistance respectively.  $C_I$  is a decoupling capacitor needed to block DC voltage to make sure there is a voltage difference at the varactor's terminals.  $C_2$  is a frequency centering capacitor used to select around which frequency the tag will operate.  $R_I$  is used to block the HF signal from going into the DC voltage source, which would effectively short both  $C_I$  and  $C_V$ . Finally,  $C_V$  is the varicap diode used to sense DC voltage; the junction's capacitance decreases as the DC voltage is increased and, thus, the tag's resonant frequency increases.

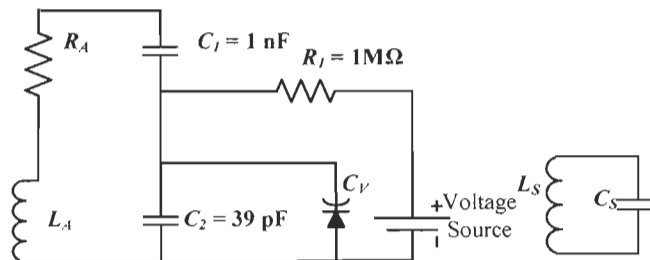


Fig. 1 Equivalent circuit of the tag

$L_s$  and  $C_s$  are the inductor and the capacitor used in the resonant signature circuit. The coil antenna has a fixed value of  $2\mu\text{H}$ , so the capacitor's value will determine the resonant frequency of the  $LC$  circuit. Using the method proposed in [1], the resonant frequency as a function of the input voltage is given by:

$$V=0.46 f_0-4.99 \quad (1)$$

As for the signature part, a series  $LC$  circuit was used to overcome the large consumption of bandwidth in case of assigning a unique band of frequencies for each tag in a sensor network. Moreover, the number of sensors in a network would also be severely limited. The use of a single resonator allows one to give each tag a particular “identity” by assigning a unique (inside the network) resonant frequency while keeping the frequency range for the sensing circuit identical for each tag. While this approach allows one to differentiate each tag, it comes with the limitation that each tag has to be read individually. Two approaches were considered to implement the signature resonator: putting it beside the sensing resonator or putting it inside (by having a physically larger sensing coil antenna with a smaller signature antenna located inside it). The advantage of having one resonator inside the other instead of beside it was that the resulting tag would be physically smaller, but the possibility of the two resonators being mutually coupled was quite high. On the other hand, the second approach made the tag larger but the possibility of mutual coupling was significantly small and the issue could be solved by simply increasing the distance between the two resonators.

## Results

### A. Simulation

The planar inductors of the tag were also simulated with ADS. They were square loops of  $3.5\text{ cm} \times 3.5\text{ cm}$ , with a conductor width of  $1\text{ mm}$ ,  $0.5\text{ mm}$  spacing and had 5 turns. As for the tag, the simulated sensing circuit was the same as the one shown in Fig. 1. The simulation was made using PSPICE with the antenna's inductance being  $2\mu\text{H}$  and its resistance being  $4\text{ ohms}$ . The model of the varactor given in the datasheet of the component was used to create a component with the same characteristics. The signature resonator was simulated with the same coil antenna as the sensing circuit with a series capacitor. The results were then compared with the theoretical and experimental data.

### B. Experimental

Two kinds of chipless tags with an additional resonator to add a signature frequency (a tag for each proposed approach to add a signature) were fabricated and are shown in Fig. 2. Experimental results were obtained using a vector network analyzer. The resonant frequency was obtained by reading the  $S_{11}$  parameter and finding the dips, since a series  $LC$  resonant circuit will exhibit an impedance dip and, thus, a  $S_{11}$  dip. Fig. 3 shows the comparison between theoretical, simulated and experimental data for the sensing circuit. As can be seen from the figure, the tag exhibits a linear behavior over a  $3\text{V}$  range. This range can be increased or decreased by using a different varactor. There is, however, a

tradeoff between the linearity range and bandwidth; an increase in the linearity range also means an increase in consumed bandwidth. As for the reading

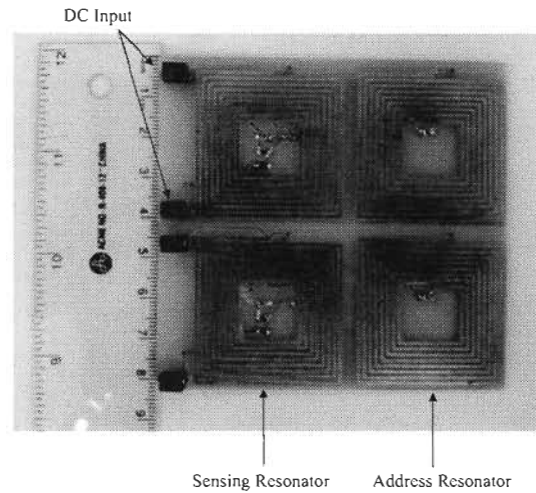


Fig. 2 Fabricated tags

distance, the maximum was found to be 5 cm. The readings also had to be taken with the reader's antenna at least 2.5 cm away from the tag. The reason for this is that when the coupling factor between the two inductors is too great, the circuit begins to behave nonlinearly as discussed in [4].

As for the signature resonator, only the approach consisting of putting the signature resonator beside the sensing circuit proved to be working. Putting one antenna inside the other did not work because of the expected coupling between the antennas. Because of this coupling, the sensing circuit and the signature circuit became a series circuit, yielding a single resonant frequency and thus rendering the tag useless. The tags produced with the other method yielded the desired results, that is to be able to distinguish the tags by detecting the value resonant frequency outside the

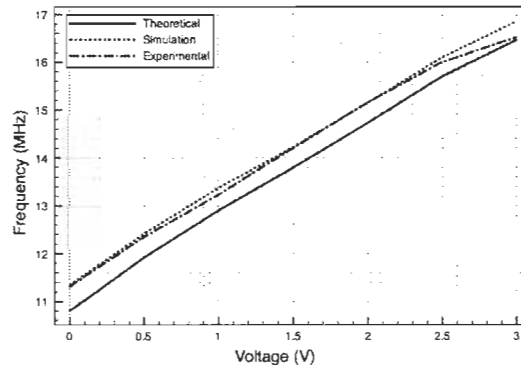


Fig. 3 Comparison of simulated and experimental results

range used for voltage sensing. The sensing range was 10 MHz to 20 MHz and the signature frequencies were to be located inside the 20 MHz to 40 MHz. Fig. 4 shows the measured results; the leftmost dip represents the voltage sensing and the other two dips are the signature frequencies. As can be seen, the addition of a signature resonator allows for the

individual detection of each tag, since they each have a dip at a different frequency. On the other hand, one can see that the sensing circuits' resonant frequencies are perfectly superimposed; this means that it is impossible to read more than one tag at a time. But the usefulness of the concept lies in its ability to make a HF RFID tag used as a sensor work inside a wireless sensor network.

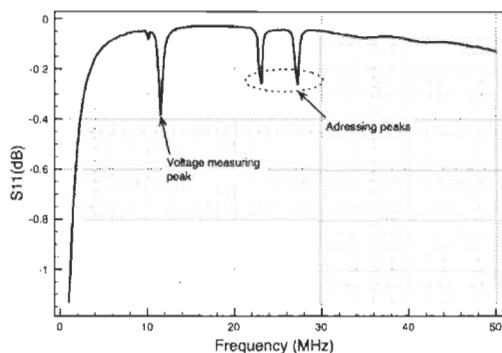


Fig.4 The readings of two tags.

### Conclusion

A working RFID tag used as a DC voltage sensor with a signature frequency was produced. The sensor exhibits a linear range that depends upon the varactor used in the design and allows one to limit the use of bandwidth by using the same frequency band for the voltage sensing and adding only one particular resonant frequency to distinguish which tag is being read. Also, the fact that the produced circuit uses only passive components, the cost to produce such tags is kept very low. The produced tag also has the ability to operate in a wireless sensor network since it can be identified by a unique signature. On the other hand, adding a resonator makes the tag physically larger and the fact that the sensing frequency band is the same for all tags, each tag has to be read separately in order to be able to distinguish them.

### References:

- [1] K.Dionne, H.E.Matbouly, F.Domingue, L.Boulon, "A General Purpose Inductively Coupled Voltage Sensor", *IEEE RFID-TA*, 2012.
- [2] B.E. Horton, S. Schweitzer, A.J. DeRouin and K.G Ong, "A varactor-based, inductively coupled wireless pH sensor," *IEEE Sensors Journal*, vol. 11, pp. 1061-1066, April 2011.
- [3] S.Bhadra, G.E Bridges, D.J Thomson and M.S Freund, "Electrode potential based coupled coil sensor for remote pH sensing," *IEEE Sensors Journal*, vol. 11, pp. 2813-2819, November 2011.
- [4] R. Nopper, R. Niekrawietz and L.Reindl, "Wireless readout of passive LC sensors," *IEEE Trans. on instrumentation and measurement*, vol. 59, pp. 2450-2457, September 2010.
- [5] B.Shao, Q.Chen, R.Liu, L.R. Zheng "A Reconfigurable Chipless RFID Tag Based on Sympathetic Oscillations for Liquid-Bearing Applications, *IEEE*

*International Conference on RFID*", 2011.

[6] A.R Harish and M. Sachidananda *Antennas and wave propagation*.  
Oxford, NY: Oxford, 2007, pp. 117-127.

[7] K. Finkenzeller *RFID Handbook*. The Atrium, Southern Gate, Chichester, West  
Sussex, England: John Wiley and sons Ltd 2003, pp. 41-47.